SELEZIONE DI TECNICA 7/8

Copia riservata agli Abbonati

RADIO TV HIFI ELETTRONICA

LUGLIO/AGOSTO 1982
L. 3.500

SPECIALE

TELECAMERE A COLORI PORTATILI

MILLIOHMMETRO DIGITALE

IGROMETRO DIGITALE LCD

VIDEOREGISTRATORE PORTATILE A COLORI

Spedizione in Abb. Postale Gruppo III/70

EDITORE
Jacopo Castelfranchi

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga

COMITATO DI DIREZIONE
Gianni Brazioli
Lodovico Cascianini
Piero Soati

COORDINATORE
Gianni De Tomasi

REDAZIONE
Sergio Cirimbelli
Daniele Fumagalli
Tullio Lacchini

GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo
Filippo Pipitone

CONTABILITA'
Pinuccia Bonini
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Claudio Bautti
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni

COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Giuseppe Contardi
Vita Calvaruso
Renato Fantinato
Amadio Gozzi
Sandro Grisostolo
Stefano Guadagni
Michele Michelini

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
Reina & C. S.r.l.
Via Washington, 50 - 20149 Milano
Tel. (02) 4988066/7/8/9/060 (5 linee R. A.)
Telex 316213 REINA I

Concessionario per USA e Canada:
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552

DIREZIONE, REDAZIONE, AMMINISTRAZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641

SEDE LEGALE
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73

STAMPA
Litosole - 20080 Albairate (Milano)

DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della Rivista L. 2.500
Numero arretrato L. 3.500

Abbonamento annuo L. 30.000
Per l'estero L. 30.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno circolare cartolina vaglia o utilizzando il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo allegare alla comunicazione l'importo di L. 500, anche in francobolli, e indicare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica Italiana

Sommario

Autovox e Voxson verso la fusione?

La Autovox e la Autovox TV si fonderanno in un'unica società?
È quanto prevede il Consiglio di Amministrazione dell'azienda che ha presentato in tal senso una proposta all'assemblea degli azionisti. La fusione dovrebbe avvenire per incorporazione.
Entrambe le società hanno un capitale superiore ai tre miliardi di lire. La fusione in un'unica società rientra negli sforzi di razionalizzazione che le industrie italiane operanti nell'elettronica civile (televisori, autoradio ecc.) stanno compiendo anche per poter usufruire delle agevolazioni previste dalla recente legge che ha istituito presso il Ministro dell'Industria il "Fondo per l'Elettronica" dotato di 200 miliardi di lire.

Le banche rifiutano il credito alla Voxson

Al 6 giugno scorso l'intervento della Cassa Integrazione Guadagni a favore dei lavoratori della Voxson di Roma era costato alla comunità 17 miliardi di lire, pari a circa 900 milioni di lire al mese.
La situazione dell'azienda laziale permane difficile. Le banche si sono rifiutate, sempre fino al giugno scorso, di accordare il necessario sostegno creditizio (16 miliardi di lire) necessario per sostenere la ripresa produttiva. In una lettera inviata ai ministri del Tesoro, del Bilancio, dell'Industria e delle Finanze il presidente della giunta regionale del Lazio, Giulio Santarelli ha chiesto un concreto intervento in favore della Voxson, sottolineando che la ripresa produttiva di questa importante azienda elettronica non si rivelerebbe sterile od episodica dal momento che i prodotti della Voxson (televisori, autoradio, giranastri) hanno un loro mercato consolidato da oltre 30 anni di esperienza, mercato che risulta tuttora disponibile ad assorbire la produzione, specie se si considera, fra l'altro, che il piano di ripresa presentato al CIPI era conseguente ad un pacchetto di ordini della Fiat e di altri primari clienti per quattro miliardi di lire.

La tecnologia punto di forza dei TVC Siemens

Il comparto della televisione a colori non è abbastanza maturo da consentire, oggi, alle società leader del settore il mantenimento di una rendita di posizione legata alla loro capacità di ricerca. La tecnologia elettronica sta avendo una crescita rapidissima, l'80% dei componenti non ha più di tre anni di vita.
Sarà una lotta, quindi, con un lungo futuro ancora tutto da giocare": di questa opinione è Arturo Creatini, direttore della divisine radiotelevisione della Siemens Elettra. Questa società ha importato nel 1981 circa 42 mila dei 600 mila TVC acquistati dalla Germania. "Se la cifra assoluta, ha detto Creatini, non è elevatissima, il contenuto tecnologico che essa contiene, invece, è di tutto riguardo". La Siemens fu la prima a presentare nel 1977 un apparecchio a colori con dentro un microcomputer (per accedere a gestire a piacere un segnale di comando) e nel 1979 ad introdurre sul mercato televisori a sintesi di frequenza con ricerca elettronica automatica di 99 canali, con la possibilità di memorizzarne 39.

Ultravox: vuole aumentare la quota di mercato

Dopo avere patito il tormentoso momento della scelta politica fra Pal e Secam, la Ultravox ha iniziato una nuova rincorsa che senza pienamente tradire gli obiettivi per cui era nata nel 1948 ha assunto anche i "colori" della diversificazione. Tale diversificazione qualitativa è stata assunta in seguito alla ideazione di un videoterminale gestito da un minicomputer e programmato per l'ottimale uso di un software molto sofisticato.
Nello stesso tempo, però, la Ultravox vanta la realizzazione di TVC di qualità e di affidabilità elevate, quali solo un costruttore veramente indipendente può mettere a punto, grazie alla massima libertà di cui gode nella scelta dei componenti.

TRIO

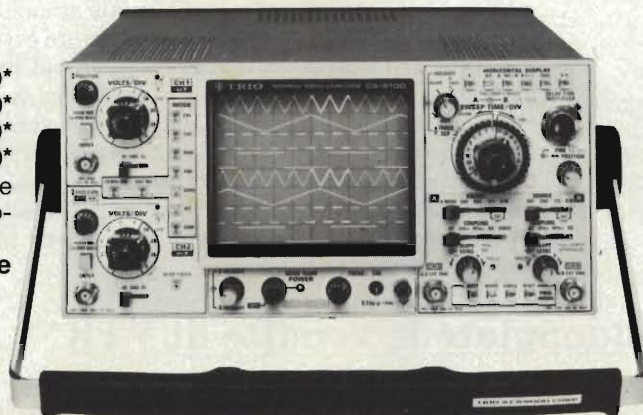
SERIE PRINCIPALI

SERIE «ALTA FREQUENZA»

Oscilloscopi portatili a «tecnologia avanzata»
70MHz (Mod. 2070)
100MHz (Mod. 2100)
4 canali/8 tracce, 1mV/div, doppio sweep e molte caratteristiche esclusive

SERIE DI BASE

a prezzi «popolari»:

10MHz (Mod. 1562A) **L. 568.000***
15MHz (Mod. 1560AII) **L. 699.000***
20MHz (Mod. 1566A) **L. 798.000***
35MHz (Mod. 1577A) **L. 1.311.000***
doppia traccia, funzionamento anche XY, espansione asse X, trigger automatico.
Completi di 2 sonde (comprese nel prezzo)

SERIE «DE LUXE»

doppia traccia, con trigger a ritardo variabile e doppia presentazione dello sweep (normale e ritardato-espanso)
20MHz (Mod. 1820) **L. 1.016.000***
30MHz (Mod. 1830) **L. 1.311.000***
convenienti nel prezzo nonostante le numerose caratteristiche di pregio.
Completi di 2 sonde (comprese nel prezzo)

* Aprile 82. IVA esclusa. Pag. al ritiro (Milano).
Y = 5,10 ± 2%

i piccoli GIGANTI

MEGACICLIMETRO

Mod. DM-801
(0,7-250MHz)

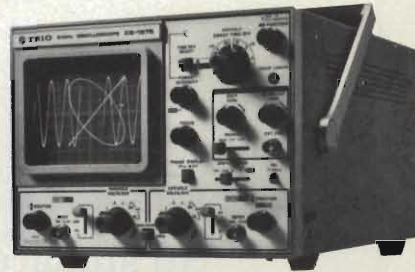
OSCILLATORE

Mod. AG-203, quadra-sino, bassa dist. (0,1%), da 10Hz a 1MHz. **L. 275.000***

PORTATILE

Mod. CS-1352 (rete-/batteria/c.c.), doppia traccia, 15MHz/2mV, 21x14x35 cm (6,5Kg).

CON FASE

Mod. CS-1575, oltre alle due tracce presenta contemporaneamente anche la figura di Lissajous ed il rif. fase 0°. Ideale per misure dinamiche di ampiezza-fase-distorsione (5MHz/1mV)

TRIO ALTRI MODELLI

RIVENDITORI AUTORIZZATI CON MAGAZZINO: BERGAMO: C&D Electronica (249026); **BOLOGNA:** Radio Ricambi (307850); **CAGLIARI:** ECOS (373734); **CATANIA:** IMPORTEX (437086); **COSENZA:** Franco Angotti (34192); **FERRARA:** EL.PA. (92933); **FIRENZE:** Paoletti Ferrero (294974); **FROSINONE:** SAIU (83093); **GENOVA:** Gardella Elettronica (873487); **GORIZIA:** B & S Elettronica Professionale (32193); **CASTELLANZA:** Vematron (504064); **LIVORNO:** G.R. Electronics (806020); **MARTINA FRANCA:** SIRTEL (723188); **MILANO:** Hi-Tec (3271914); I.C.C. (405197); **NAPOLI:** Bernasconi & C. (223075); **PADOVA:** RTE Elettronica (605710); **PALERMO:** Elettronica Agrò (250705); **PIOMBINO:** Alessi (39090); **REGGIO CALABRIA:** Importex (94248); **ROMA:** GB Elettronica (273759); GIUPAR (578734); IN.DI. (5407791); **ROVERETO:** C.E.A. (35714); **TORINO:** Petra Giuseppe (597663); **VERONA:** RI.M.E.A. (574104); **UDINE:** P.V.A. Elettronica (297827).

Vianello

Sede: 20121 Milano - Via Tommaso da Cazzaniga 9/6
Tel. (02) 34.52.071 (5 linee)
Filiale: 00185 Roma - Via S. Croce in Gerusalemme 97
Tel. (06) 75.76.941/250-75.55.108

SE-7/8-82

Alla VIANELLO S.p.A. - MILANO
Inviatemi informazioni complete, senza impegno
NOME ....
SOCIETA/ENTE ....
REPARTO ....
INDIRIZZO ....
CITTA .... TEL. ....

La Telefunken spera nei videoregistratori

In una intervista a Il Sole-24 Ore l'Amministratore Delegato della Telefunken Italiana, Max Schindele, ha detto che "per la consociata italiana il 1981 è stato un anno critico".
La necessità di ridimensionare la nostra produzione significava dover mettere in libertà un certo numero di persone in quanto il livello di produzione non poteva essere mantenuto. Comunque queste difficoltà sono state superate, una parte del personale è stato messo in Cassa Integrazione e dal 15 marzo scorso la produzione ha ripreso.
Guardiamo con fiducia al futuro; da alcuni mesi i nostri risultati possono essere considerati soddisfacenti. Non parliamo di rilancio, ma piuttosto di consolidamento, anche tenuto conto dell'attuale situazione economica del Paese.
Il campo che ci lascia speranza per il futuro è il settore videoregistratore; in esso nel resto dell'Europa si registrano quote di incremento eccezionali. In Italia, purtroppo, questo sviluppo non si nota ancora. Il motivo è da ricercare nel fatto che l'offerta di programmi televisivi attraverso le televisioni private è tale che un programma in più della videocassetta non è allettante come altrove, dove il telespettatore può vedere 3 o 4 programmi soltanto.
Inoltre sul mercato l'offerta di "software" (nastri pre-registrati) è assai limitata. In Germania, per esempio, vengono offerti più di 3.500 titoli, con sistemi di noleggio a bassissimo costo".

Sharp: raddoppiate le vendite di VTR

Profitti e vendite eccezionali per la Sharp nell'esercizio al 31 marzo scorso. L'utile netto è assommato a yens 20,38 miliardi (1 yen = 5,4 lire circa) mentre le vendite sono assommate a yens 580,1 miliardi, con incrementi rispettivamente del 25,1% e del 15,7%. Un buon andamento hanno avuto, anche per questo costruttore, i videoregistratori a cassette le cui vendite sono raddoppiate. Sono cresciute del 122% le forniture di personal computer e di calcolatrici tascabili.
Il fatturato export equivale al 57,2% di tutto il venduto consolidato dalla Sharp che nel decorso esercizio ha destinato ad investimenti yens 46 miliardi mentre prevede di spenderne quest'anno una cinquantina di miliardi.

Minori profitti per la Seiko

Nel periodo aprile 81 - marzo 82 le vendite di orologi Seiko sono assommate a 276 miliardi di yens, con una diminuzione del 2,5% rispetto ai precedenti 12 mesi. Conseguentemente sono scesi anche i profitti della Hattari and Co., il gruppo che comprende la Seiko e con i cui prodotti essa realizza circa i tre quarti di tutto il giro di affari. La flessione dell'utile è stata del 29,1% (a 2,4 miliardi di yen).
Le vendite sono rimaste su livelli invariati (364,8 miliardi di yen).

No sindacale al cavo

I sindacati inglesi hanno vivacemente criticato i programmi governativi di ampliare e rinnovare la rete nazionale di televisione via cavo. Le Trade Union accusano il governo di agire con troppa rapidità e in modo velleitario, rischiando di conseguenza di fallire.
Per la verità il governo britannico per ora si è limitato ad affidare ad una commissione di studiare le implicazioni sulla attuale struttura radiotelevisiva della eventuale espansione delle reti in cavo, sulle quali trasferire anche trasmissioni diverse da quelle televisive. Anche se non palesemente i sindacati inglesi si schierano a fianco del British Telecom, le PTT inglesi, che rivendica un ruolo alternativo a quello che, invece, il governo conservatore appare determinato ad affidare a privati, i gestori appunto di reti via cavo.

Gran Bretagna: test europeo per il videodisco

Lo sviluppo del sistema a videodischi "Laservision" sarebbe costato alla Philips più di 350 miliardi di lire. Lo riferisce il Financial Times, il quotidiano economico-finanziario Londinese, ad avviso del quale RCA e Victor Company of Japan avrebbero sostenuto investimenti ancora superiori.
Tanti sforzi però non hanno sortito gli effetti commerciali sperati. Negli Stati Uniti, dove i videodischi hanno fatto la loro prima comparsa più di due anni fa, la RCA ha venduto nel 1981 poco più di 100 mila sistemi, la metà circa di quelli programmati. Il compito di fungere da test in Europa se lo è preso a carico la Gran Bretagna dove la Philips ha da poco iniziato a commercializzare il suo sistema che propone ad un prezzo di circa 500 dollari. C'è molta e comprensibile attesa intorno alla rispondenza del pubblico inglese, da cui dipende gran parte delle strategie promozionali in Europa da parte dei venditori di questi apparecchi.

La bacchetta magica della TI

Non ci sarà più bisogno di andare a scuola per apprendere a leggere. I progressi dell'elettronica hanno sopperito anche a questo obbligo.
La Texas Instruments ha annunciato negli scorsi giorni un sistema per bambini e ragazzi in grado di aiutare nell'apprendimento della lettura.
L'unità si chiama "Magic Wand Speaking Reader" e sostanzialmente è un condensato di due tecnologie attorno al noto "Speak & Spell" che molto successo ha riscosso.
Sul mercato americano costerà 120 dollari. Nei programmi della società esso rappresenta il primo di una famiglia di strumenti di aiuto all'insegnamento e di prodotti portatili per il computing che usano le memorizzazioni a codice di barra. È questa infatti una delle due tecniche incorporate nell'apparecchio (l'altra è la sintesi vocale che nel caso del Magic Wand, termine che tradotto in italiano significa bacchetta magica, è stata di molto migliorata).

In aumento le vendite Stern

Vengono definite "brillanti" e "in costante aumento" le vendite dei televisori STERN, Dal Dott. Casanova, Direttore Commerciale della linea oggetto del connubio ZANUSSI-G.B.C. Italiana.
La richiesta di TVC in genere è stata sostenuta dall'inizio dell'anno e ha raggiunto il suo massimo nel mese precedente al MUNDIAL. Secondo un sondaggio campione presso i più importanti rivenditori di 6 città italiane anche il mercato VTR ha toccato delle punte record.
La gamma di TVC STERN che comprende svariati modelli 16', 20", 22", 26" ha incontrato il favore della clientela, sfruttando il discreto, anche se stagionale, andamento del mercato.
La STERN che ricordiamo, è un marchio ZANUSSI, completa la sua linea con 5 modelli TV B/N e una serie Audio di radioricevitori e radioregistratori.
Ormai impostasi per la sua qualità la produzione della STERN si avvia a conquistare una porzione di mercato valutato intorno al 2% delle vendite 1982.

Italtel Ela: 30,6 miliardi di fatturato

Durante il 1981 il primo impegno della Italtel Ela, oltre ad assicurare la necessaria continuità di gestione e lo sviluppo commerciale, è stato quello di completare la struttura aziendale adeguandola alle caratteristiche dei vari campi in cui opera, razionalizzando ed armonizzando in un disegno organico le varie attività acquisite.
Alla fine del 1981 la struttura tecnico-commerciale è stata articolata in due settori principali: gli impianti e il Largo Consumo. Si è anche provveduto a ristrutturare profondamente la rete di vendita e distribuzione. Nel corso dell'esercizio, la società, che aveva a fine 1981 un organico di 208 unità, si è trovata ad operare su mercati caratterizzati da una accesa concorrenza e da difficoltà congiunturali. Nonostante uno sviluppo consistente delle vendite (+45% in termini monetari, rispetto al 1980) che ha portato a un fatturato di 30,6 miliardi di lire, il primo esercizio registra una perdita di 380 milioni di lire, dovuta soprattutto ad alcune commesse con esito negativo.
Nel settore dell'alta fedeltà è stata acquisita la rappresentanza esclusiva per l'Italia della gamma completa Fisher, prodotta dalla Sanyo. Prosegue la rappresentanza Beyer Dynamic.

Una strategia per la Philco Italiana

Sarà definita nei prossimi anni, in relazione ai progressi (o regressi) del riassetto nel settore dell'elettronica civile che, come noto, ha istituito una società, la REL (Ristrutturazione Elettronica S.p.A.), dalla quale dipenderanno più d'una unità operativa. La Philco mirerebbe ad essere uno di questi interlocutori, magari non da sola ma in compagnia di qualche altra azienda di dimensioni più o meno analoga. La società bergamasca ma a capitali iraniani, infatti, tra le tante possibilità sta esaminando l'alternativa di scorporare il settore televisivo, proprio allo scopo di rendersi disponibile ad un discorso di Joint-venture. Alla Philco viene accreditata una produzione di 100 mila televisori all'anno, equivalente al 5% del mercato nazionale, ma la società rivendica una potenzialità maggiore e, soprattutto, una produttività (330 pezzi pro-capite all'anno) tipico delle grandi imprese.
Dal 1977 al 1981 sono stati investiti dalla Philco 19 miliardi ottenendo risultati apprezzabili: le società ha chiuso il bilancio '81 con un utile netto di 3,5 miliardi di lire a fronte di un fatturato di 110 miliardi. L'indebitamento bancario risulta contenuto a circa il 12% delle vendite.

Terminale televisivo per telematica

Si chiama ZT-1 il primo terminale americano di telematica. Lo ha sviluppato la Zenith Radio Corp., il gruppo leader della televisione. Collegato alla rete telefonica il terminale permette di accedere alle banche dati, nonchè di svolgere funzioni di posta elettronica, di trasferimento elettronico di fondi e altre ancora. La commercializzazione dello ZT-1 è iniziata nelle settimane scorse ad un prezzo di 675 dollari.
Sarà venduto anche in Europa ad opera della Zenith Data Systems e dalla catena di negozi Heath. Il sistema si compone di due parti essenziali: una tastiera formata da 63 tasti e uno schermo che nel caso è lo "ZVM 121", già utilizzato per i personal computer della Zenith che lo costruisce. Il terminale si distingue, dicono i suoi ideatori, per la elevata affidabilità e la facilità d'impiego.

Di $ 26,8 miliardi il consumo CMOS nel 1990

"L'impatto dei dispositivi CMOS sulle competitive tecnologie dei circuiti integrati", è il titolo di uno studio realizzato dalla Strategic Incorporated, una casa americana di ricerche di marketing rappresentata in Europa dalla IPI di Londra. In questo studio viene affermato che utenti e produttori di microchip si apprestano a fronteggiare un altro significativo mutamento ma, sebbene coscienti di tale trasformazione, non comprendono completamente l'ampiezza. Nei prossimi anni, aggiunge il rapporto della Strategic, la tecnologia CMOS si sostituirà a quella NMOS in un numero crescente di applicazioni. Alla base di questa avanzata ci saranno diverse ragioni: nuovi consumi, maggiore velocità, aumentata immunità agli errori e costi più bassi su basi funzionali. La tecnologia CMOS sta diventando competitiva con le prestazioni delle tecnologie TTL e NMOS, come i numerosi annunci di società americane stanno a dimostrare. La NS sta sviluppando versioni in CMOS dei suoi microcomputers da 16 e 32-bit. La Intel ha progettato RAM da 1K, 4K e 16K. La Motorola ha messo a punto microprocessori da 8-bit con relativa periferica compatibili con la famiglia 6800. In CMOS i giapponesi stanno sviluppando delle RAM dinamiche da 256K. Lo studio in questione sostiene che nel 1990 il mercato dei circuiti integrati CMOS sarà equamente suddiviso fra dispositivi di memoria e dispositivi logici. Anche giganti delle dimensioni di IBM, DEC e HP - conclude lo studio - apriranno i loro laboratori e le loro fabbriche ai circuiti CMOS in aggiunta agli impegni già in essere con le tecnologie NMOS e bipolari. Nel 1990 il mercato mondiale dei CMOS equivarrà a 26.800 milioni di dollari.

BMC IF 800 MODELLO 20

a cura della Redazione

Continuiamo la pubblicazione di una serie di articoli sui più qualificati personal disponibili sul mercato italiano. In questo numero presentiamo il BMC IF800, un personal facile da usare con un software di ottimo livello, in grado di sfruttare appieno le possibilità dell'hardware.

È arrivato dal Giappone un micro computer molto interessante, si tratta del BMC OKI IF 800 modello 20.

È indubbiamente una macchina diversa dalla maggior parte dei micro che siamo abituati a vedere sul mercato. Infatti ci propone con estrema compattezza tutte quelle facilities che molto spesso sui personal di questa categoria di prezzi non sono affatto disponibili né opzionali.

Hardware

Anche se il sistema sembra un "tutto in uno", in realtà è composto da due moduli base: uno con la tastiera e la stampante, l'altro con il monitor e i mini floppy disk. Tastiera e stampante si appoggiano con molta pulizia sulla base del monitor; i fili di collegamento tra i due sono completamente nascosti all'interno del piede destro di questo ultimo.

La tastiera è di 99+10 tasti e comprende 10 tasti funzione, un tastierino numerico sulla destra con triplo zero, *RETURN*, i segni delle quattro operazioni, il punto e la virgola, un tastierino di controllo a 8 tasti, situato subito a sinistra del tastierino numerico, che comprende le quattro freccie per il controllo cursore e le funzioni *DEL, INS, CLS* e *HOME*, 2 tasti per il controllo della tabulazione (*H TAB* e *H TAB SET/CL*), un tasto *CANcel* che funziona a tutti gli effetti come un *Break*, e, per finire, tre tasti di controllo della stampante incorporata, cioé un *FORM FEED* per fare avanzare la carta, un *HARD COPY* per ottenere appunto l'*HARD COPY* del video e un *PRINT* a interruttore che quando è premuto provoca la stampa su stampante di tutto quello che appare sul video. I "+ 10" costituiscono una soluzione notevole, sono 10 tasti funzione collocati sulla cornice del monitor, che sotto OKI BASIC duplicano i 10 tasti posti sulla tastiera, la cui funzione può essere indicata graficamente da video con grande comodità, alla maniera dell'HP 9845 C. Si noti che tutti i tasti, esclusi quelli con le lettere, il *RETURN*, il *LINE FEED* e l'*ESCAPE*, possono essere ridefiniti dall'utente per le sue esigenze. Quindi, per esempio, il tastierino numerico può essere utilizzato per controllare il cursore sotto word processor; sarà sufficiente assegnare a ogni tasto un'appropriata stringa di caratteri di controllo dello wp. Di fianco alle lettere, oltre ai normali *CONTROL* e *ESCAPE*, è disponibile anche un tasto *COMMAND* e un tasto *GRAPH*, che funzionano in modo analogo ai primi due, e che in BASIC permettono rispettivamente l'introduzione di comandi con una sola battuta (alla maniera del Sinclair ZX80, es. *COMMAND I = INPUT*) e l'uso di un potente set di caratteri grafici. Il set grafico del BMC è particolarmente potente dato che, per venire incontro alle esigenze dell'alfabeto giapponese moderno Kana, viene utilizzato un codice a 8 bit (l'ASCII standard è a 7 bit), che permette ben 256 caratteri diversi. Si noti che è purtroppo assente lo shift lock, anche se questo non da molto fastidio dato che in BASIC lo shift funziona in modo invertito: le lettere normali vengono stampate maiuscole, quelle shiftate minuscole, funzione ovviamente non operativa sotto word processor e sotto CP/M. Non abbiamo contato 2 tastini situati sul fianco sinistro della macchina, opportunamente lontani dalla tastiera vera e propria, cioé un IPL (Initial Program Loader) che provoca un *BOOT* "freddo", riportando il calcolatore nello stato immediatamene seguente al power-on, e un NMI (Non Maskable Interrupt) chę è utile per interrompere l'esecuzione di un programma, anche in linguaggio macchina, e rilanciarlo senza perdere il contenuto della memoria, quando *CAN* dovesse fallire. Vicino a questi due tastini si trova anche l'interruttore di accensione. Sul fianco destro della tastiera ci sono i connettori per l'interfaccia standard RS 232 C, la penna luminosa, un monitor esterno e un registratore a cassette. Sul lato destro della tastierina, sotto il tastierino numerico, può essere inserita una cartuccia ROM ad accesso sequenziale da 20 Kbyte. Più cartuccie possono essere collegate insieme fino ad un massimo di 1 Mbyte.

La stampante incorporata è una Microline 80 ad aghi, 80 colonne a carattere non discendente (matrice 7x7), 80 cps monodirezionale non ottimizzata, in grado di fare due copie oltre all'originale. I trattori non sono regolabili ma si possono impiegare anche moduli

L'unità centrale del sistema. Colpisce la compattezza del cabinet considerando che esso incorpora anche la stampante. Piacevole il design: si noti anche il felice accostamento dei toni di colore.

La tastiera, conforme ai criteri di razionale distribuzione dei tasti, si presenta come tra le più complete oggi disponibili su personal computer. Si notino, tra l'altro, i tasti per il completo controllo del cursore, i 10 tasti di funzione, riportati anche sulla cornice del monitor, nonché quelli di attivazione del modo grafico e della stampante.

non a trattore e quindi di qualsiasi misura.

Nel piede destro c'é un pannello che può portare fino a 5 slot, inseriti direttamente nel bus del IF 800. Sul sistema standard vi sono inseriti un mini floppy disk controller che può supportare fino a 4 unità e una scheda per il video. Sono disponibili tutta una serie di slot che permettono di interfacciare la macchina pressoché in qualunque ambiente (le schede sono descritte più avanti).

L'OKI modello 20 viene fornito con monitor a colori supportato da un potente package grafico con una risoluzione di 640 punti per 200 linee, che, per

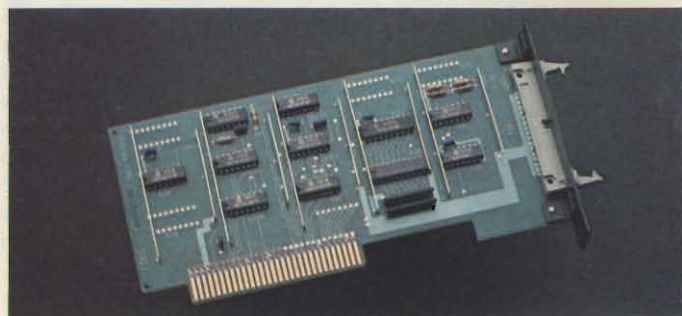
un personal, è da considerarsi un ottima risoluzione. A differenza da alcuni altri personal che hanno, e usano alternativamente, due memorie video separate, una per la grafica e l'altra per i caratteri, sul IF 800 è testo e grafica sono visualizzati contemporaneamente.

L'IF 800 è basato sul microprocessore Z80A con 64 Kbyte di memoria RAM per i programmi e i dati. 16 Kbyte di questa memoria sono dedicati al video e sono affiancati da altri 2 x 16 Kbyte. Sono quindi disponibili 48 Kbyte di memoria video 16 Kbyte per ogni colone base, (rosso, verde, blu), che rendono disponibili otto colori (rosso, verde, blu, magenta, giallo, ciano, bianco e nero). Con qualche modifica sul controller video (a livello di ponticelli) è possibile ottenere 8 livelli di grigi invece degli 8 colori. L'IPL (Initial Program Loader), attivato dal tastino IPL sopra menzionato, è contenuto in una ROM a partire da 2 Kbyte e svolge una funzione piuttosto sofisticata; infatti al power-on controlla tutta la memoria e poi cerca un sistema operativo su tutte le possibili sorgenti, in ordine: sulla cartuccia ROM inseribile sotto il tastierino numerico, sui floppy disk e sul registratore, dando errore se non ne trova alcuno.

Un'altra features notevole è costituita dall'orologio incorporato, alimentato da un accumulatore al NiCad, ricaricato durante il funzionamento normale della macchina che mantiene per un mese, a calcolatore spento, data e ora, facilmente accessibili e modificabili via software.

Naturalmente il nostro BMC è anche dotato di facoltà musicali. Un altoparlante interno può essere programmato per suonare su cinque ottave, da 65 a 1976 Hertz.

Sulla destra del monitor ci sono i due drive da 5,5 pollici a doppia faccia e doppia densità, uno dei più veloci su personal di questo costo (tempo d'accesso medio 300 ms), ognuno dei quali può contenere fino a 280 Kbyte.

La vista interna del calcolatore mostra la razionalità della distribuzione dei componenti oltre ad un accurato assemblaggio degli stessi. L'unico appunto si riferisce al fatto che tutti gli integrati sono saldati sulla scheda: evidentemente i giapponesi si fidano molto della qualità.

La scheda di governo delle unità disco. Sempre ottima l'accuratezza dell'esecuzione.

Software

Per l'OKI IF 800 sono disponibili due sistemi operativi: il CP/M versione 2.2 64 Kbyte e l'OKI BASIC, da non confondere con MBASIC che gira sotto CP/M. Accanto a questi due sistemi è disponibile un disco di test macchina (si tratta di un disco OKI BASIC) che permette di eseguire una diagnostica completa di tutti i componenti del sistema in qualsiasi configurazione.

CP/M versione 2.2

Il CP/M 64 Kbyte rimpiazza una precedente versione provvisoria da 54 Kbyte. Sul nostro disketto, oltre alle funzioni standard del CP/M, e a vari notevoli dimostrativi grafici veramente "entartaining" erano disponibili i seguenti comandi:

MBASIC.COM - BASIC standard sotto CP/M

CONFIG.COM - utility per definire caratteristiche utente del sistema come: soft/hard scroll, comando di startup tasti definibili, assegnamenti I/O, ecc.

COPY.COM - utility per copiare, traccia per traccia, tutto un disco, o solo la parte sistema di esso, o solo la parte non sistema

FORMAT.COM - utility per formattare un disco vergine

INSTALL. COM - package di word processing WORD STAR (standard sotto CP/M); comprende anche alcune overlay

SET.COM - setta ora e data nell'orologio interno

TIME.COM - stampa ora e data

MEMR.COM - test completo della memoria

DUMBTERM.COM - programma per comunicazioni seriali duplex

INIT.COM - inizializza, usato prima di alcuni dimostrativi

LIB.COM - di cui non siamo riusciti, in mancanza di documentazione, a capire la funzione

TMAKER.COM - una versione del Visicalc, serve a creare tabelle di calcolo ecc. è accompagnato da una trentina di file tra cui overlay, utility, dimostratitivi.

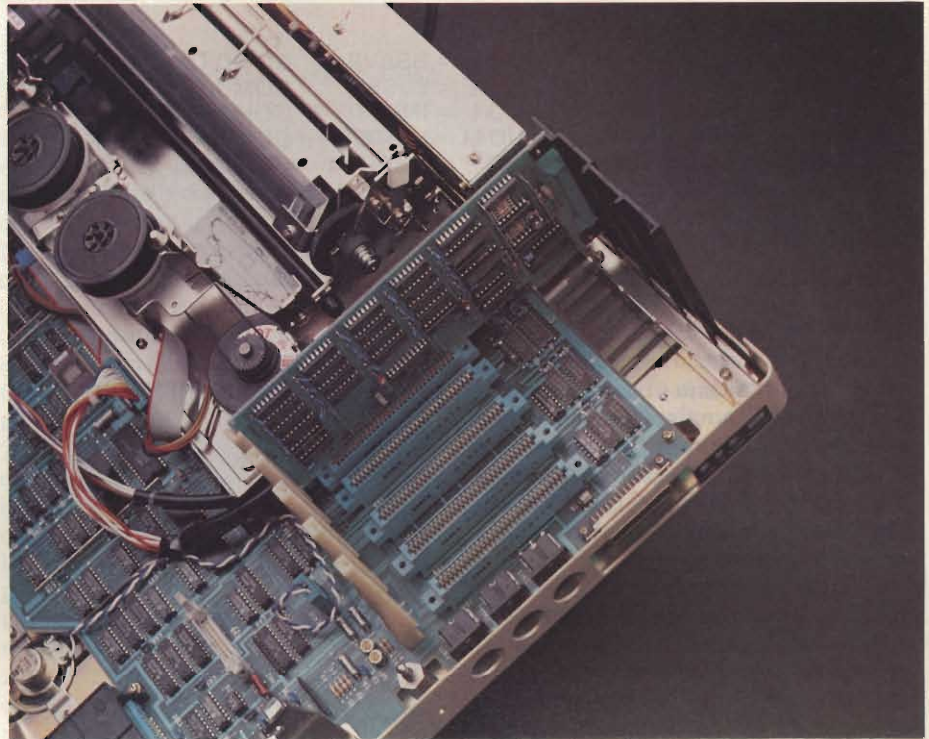
DISZILOG.COM - secondo la stessa definizione della nota di copyright "super CPM Z80 dis-assembler"

WM.COM - utile alla manipolazione di programmi in linguaggio macchina

Vi è quindi un buon numero di facilities che dovrebbero essere in grado di soddisfare le esigenze di qualsiasi utente. Pur non essendo a nostra disposizione, ci dicono ci siano anche altri linguaggi implementati.

Una nota particolare è meritata dalla possibilità di avere il "soft scroll" del video, cioé lo scroll graduale tipo titoli televisivi, cosa che, come molte altre nel BMC, rendono questa macchina particolarmente comoda per l'utilizzatore finale (ma anche per il programmatore). Tramite la stessa utility che permette di settare i parametri dello scroll *(CONFIG.COM)*, si può anche accedere a molte altre features del sistema come assegnamenti dei tasti definibili, assegnamenti di I/O, caratteristiche delle porte di I/O, caratteristiche della stampante incorporata (lunghezza del modulo di carta, numero di linee stampabili per pagina, numero di caratteri per linea), e il comando di start-up (stringa comando e condizioni di funzionamento, su boot caldi e/o freddi). Tutte le modifiche fatte con questa utility possono essere registrate su disco col sistema operativo in modo che vengono caricate automaticamente all'accensione.

Lista degli assegnamenti iniziali	
F1	LOAD
F2	FILES ˆm
F3	SAVE
F4	END ˆm
F5	COLOR
F6	PRINT DATE$, TIME$ ˆm stampa data e orario
F7	CONT ˆm
F8	KEY
F9	LIST ˆm
F10	RUN ˆm
nota	ˆm = RETURN

Tabella 1

Un particolare dell'interno evidenzia la disponibilità di cinque connettori di espansione che rendono il sistema aperto anche ad applicazioni dedicate.

OKI BASIC

L'OKI BASIC è una versione potenziata, per adattarla all'hardware, del Microsoft BASIC (versione 5). Allo start-up il sistema chiede quanti disk drive deve supportare, da uno a quattro, e quanti file possono essere aperti contemporaneamente, da nessuno a quindici, e alloca quindi lo spazio per il buffer, circa 150 Kbyte per disco e 250 per file, visualizzando la memoria conseguentemente disponibile per il programma dell'utente, che è risultato essere tra i 16 Kbyte e i 20 Kbyte. Sarebbe stato più comodo, specie per l'utilizzatore finale del software, avere dei parametri di start-up modificabili da programma o con un utility, come già sotto CP/M con *CONFIG.COM*.

Il BASIC della Microsoft è abbastanza conosciuto perché sia utile farne una descrizione dettagliata di tutti i comandi. Ci limiteremo a descrivere le particolarità della versione su OKI, che permettono lo sfruttamento delle avanzatecaratteristiche dell'hardware.

I tasti definibili in OKI BASIC sono solo 10, rispetto ai 30 definibili sotto CP/M, dato che quelli sulla cornice del monitor duplicano quelli della tastiera ed è assente la funzione *SHIFT* per questi ultimi, quando sono premuti emettono una stringa di 15 caratteri che viene caricata da disco all'accensione e che può essere modificata via software (vedere tabella 1), questi tasti possono anche essere impiegati molto comodamente per saltare a delle subroutine tramite l'istruzione *ON KEY GOSUB*.

L'editing dei programmi BASIC è molto comoda usando il tastierino di controllo del cursore: ci si può spostare velocemente in tutte le direzioni sulla parte di listato mostrata sul video, eseguire le opportune correzioni, usando anche i tasti *DELete* e *INSert* che permettono rispettivamente di cancellare o inserire un carattere in una linea, e quando si vuole fare accettare al calcolatore una linea corretta basta essere col cursore in un punto qualsiasi di detta linea e premere *RETURN*.

L'introduzione dei programmi è velocizzata dalla possibilità di introdurre intere parole chiave con una sola battuta. Questo si ottiene usando il tasto *COMMAND* insieme a una lettera (vedere tabella 2), possibilità che abbiamo apprezzato molto.

Ovviamente tutte le parole chiave non contenute nella *tabella 1* o nella *tabella 2*, devono essere scritte per intero.

Nella tabella 2 vediamo alcune delle parole chiave speciali dell'OKI BASIC. *CONSOLE* accetta quattro parametri. Permette di definire una finestra sul video a partire da una linea dello schermo per una certa lunghezza, di avere

COMD A = AUTO	COMD B = BSAVE	COMD C = CONSOLE
COMD D = DELETE	COMD E = ELSE	COMD F = FOR
COMD G = GOTO	COMD I = INPUT	COMD K = KEY
COMD L = LPRINT	COMD M = MOTOR	COMD N = NEXT
COMD O = OPEN	COMD P = PRINT	COMD R = RETURN
COMD S = STOP	COMD T = THEN	COMD U = USING
COMD V = VALCOMD W =		
WIDTHCOMD X= XOR		

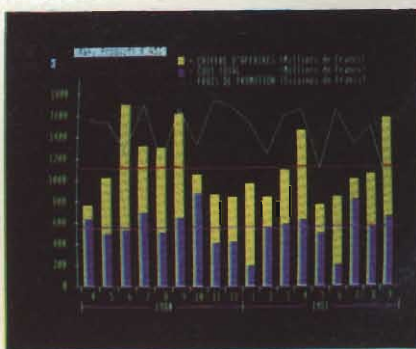
Tabella 2

mostrata sull'ultima linea del video, in campo inverso, una spiegazione dei 10 tasti definibili, formata dai primi 7 caratteri assegnati ad ogni singolo tasto, e di scegliere, come già sotto CP/M uno scroll duro o morbido (più lento e graduale).

COLOR accetta quattro parametri; i primi due, cioé, il colore dei caratteri e il colore dello sfondo, ovviamente influenzano solo ciò che viene stampato dopo il comando, permettendo di avere la presenza contemporanea di caratteri in tutti i colori, utile ad esempio nella creazione di menù dove l'elemento selezionato può cambiare colore. Il terzo parametro è il colore della cornice e il quarto il colore di mascheratura. Quest'ultimo parametro impedisce la visualizzazione di tutti i punti dello schermo che non abbiano una componente del colore specificato, senza peraltro cancellarli dalla memoria video. Questo permette, per esempio, di poter fare tre grafici in tre colori diversi e di cambiare istantaneamente il colore tra un grafico e l'altro o di sovrapporli per esempio per un confronto ecc.

WIDTH accetta come parametri il numero di caratteri per linea, solo i valori 80 e 48 sono accettabili, e il numero di linee per pagina, 20 o 25. Risultano quindi 4 possibili modi di funzionamento del video, che uniti alla possibilità descritte nei paragrafi precedenti e alla capacità grafica, fanno la gestione video del IF 800 uno dei più versatili sui personal attualmente in commercio. Con le performace descritte avremmo soltanto preferito la possibilità di gestire finestre sul video in modo più versatile.

Sotto OKI BASIC sono sfruttabili al 100% le potenti capacità grafiche dell'hardware. Il potente set di istruzioni grafiche comprende funzioni come la *CIRCLE* che permette di tracciare cerchi, ellissi o archi di essi,con centro in un qualsiasi punto dello schermo e colore a piacere. Vi è poi una *PAINT* che permette di riempire l'interno di una figura di qualsiasi forma già disegnata sul video con un colore sempre a piacere, considerando come limiti linee di un colore qualunque. Per disegnare forme irregolari molto comoda la *DRAW*, una "tartaruga" che accetta una stringa comando come quelle del *GML* (Graphic Macro Language); per chi sa che cosa è una tartaruga basti sapere che questa implementa movimenti dell'origine assoluti e relativi per coordinate, movimenti relativi con tracciamento o senza o con tracciamento ma senza spostamento dell'origine secondo gli assi cartesiani o un angolo a piacere, e per una lunghezza, con una scala e un colore qualsiasi. *LINE*, oltre ad assolvere la banalissima funzione di tracciare una linea, continua o tratteggiata, tra due punti, permette di tracciare un rettangolo (o un quadrato) avente i punti specificati come angoli opposti, usando o grafica vettoriale o un carattere, e di cancellarne o riempirne l'interno sia in colore che con il carattere scelto. *GETO* e *PUTO* permettono di trasferire caratteri o grafica da una parte di schermo definibile ad un vettore o viceversa, consentono per esempio di copiare una parte di schermo in un altra parte o possono servire come base per più sofisticate elaborazioni grafiche. *PSET* permette di accendere un punto di un colore a piacere, che può essere resettato con *PRESET, POINT* ritorna il colore del punto indicato. Il cursore può essere controllato con *LOCATE* che lo posiziona nelle righe e colonne specificate e può impedirne il lampeggio, *POS* ritorna la posizione orizzontale del cursore, mentre *CSRLIN* ne ritorna la verticale. *SCREEN* (X, Y) ritorna il valore ASCII del carattere nella posizione specificata. L'unica funzione che si potrebbe desiderare ancora è la *Polygon* che permette di disegnare un poligono di un numero di lati qualsiasi.

Nella serie di foto le notevoli capacità color grafiche e la gamma delle possibili applicazioni non necessitano di commento.

Un'altra cosa che avremmo apprezzato sarebbe stata la possibilità di usare tutte le funzioni grafiche con linee tratteggiate invece che continue.

Da OKI BASIC sono facilmente accessibili anche le altre caratteristiche dell'hardware. La penna luminosa, che lavora su una matrice di 200 linee per 40 punti, è gestita dall'istruzione *PEN*, con o senza argomenti, che può ritornare separatamente le coordinate orizzontali e verticali e il numero di area in cui la penna si trova nell'istante in cui la si preme e quando la si tiene premuta, o un valore *TRUE (-1)* se la penna è tenuta premuta; può inoltre delimitarne l'area di funzionamento, attivarla e disabilitarla. È anche disponibile una *ON PEN GOSUB* che va ad una certa subroutine a seconda del numero di area in cui si trova la penna. La penna luminosa, usata insieme ai tasti definibili e sfruttando le capacità del video, permette di avere un I/O interattivo molto efficiente.

Questo BASIC si presta bene anche per calcoli scientifici; infatti oltre ai calcoli in singola precisione che ritornano 6 decimali, ci sono quelli in doppia precisione che ritornano ben 16 decimali! Tra le funzioni segnaliamo una comoda *FIX* che ritorna la parte intera di un numero; a differenza della comune *INT* con numeri negativi non ritorna il primo numero più basso dello specificato. In fondo al manuale BASIC vi è una comoda tabella che riporta come calcolare complicate funzioni usando quelle disponibili.

Tra i comandi notevoli, di cui qualunque programmatore vorrebbe poter disporre, ricordiamo: *COMMON* che permette di passare variabili da un programma che ne chiama un'altro con la *CHAIN*.

CHAIN gestisce il concatenamento di programmi (overlay); come opzione si possono passare tutte le variabili o solo quelle specificate con la *COMMON*, o, cosa veramente notevole, non avere cancellato il programma chiamante, ma soltanto, eventualmente, alcune linee, e avere l'overlay che si sovrappone solo sopra le linee di uguale numero di linea; *MERGE* è in tutto simile alla *CHAIN* ma, dato che ritorna sempre al livello comandi è da usare solo in modo diretto; *DEF CHR$* che ridefinisce la matrice di punti di un carattere con una matrice a piacere, permettendo, sfruttando le posizioni riservate ai caratteri giapponesi, di avere contemporaneamente sul video alfabeto standard (già definito ma che può essere facilmente sostituito con un personalizzato) e corsivo (da definire) o russo e greco o caratteri grafici a piacere o qualsiasi altra cosa; *KEY* che permette di assegnare una stringa fino a 15 caratteri ad un tasto definibile; *DEF* che definisce, alla maniera del Pascal, un insieme di variabili di un certo tipo (*Integer, Single Precision, Double Precision, String*); *Oncom Gosub* in cui *COM* è un carattere numerico tra 1 e 4 ricevuto da una delle porte di I/O; *OPTION BASE* che permette di avere 1 come limite inferiore delle matrici invece di 0; *ON ERROR GOTO* e *RESUME* di uso noto; *SWAP* per scambiare il valore di due variabili: *TRON/TROFF* per attivare e disattivare la funzione di trace; *WHILE* e *WEND* che funziona in modo simile al *WHILE/BEGIN* del Pascal, fornendo un'interessante alternativa al *FOR/NEXT; CUI, CUS* e *CUD* che convertono una stringa di 2, 4, 8 caratteri in un numero intero, in singola e doppia precisione, la funzione opposta è svolta da *MKI$, MKS$, MKD$*, che usate insieme a *HEX$* e *OCT$* per le conversioni in esadecimale ed in ottale permettono di passare direttamente tra una qualunque variabile BASIC e valori in base 8, 10 o 16 in tutti i modi.

I file random vengono gestiti nel seguente collaudatissimo modo: il buffer di 256 caratteri del file viene gestito per mezzo di variabili stringa scelte nel programmatore e dimensionate con la *FIELD*. Per l'assegnamento dei valori a queste variabili si usano *LSET* e *RSET* a seconda che le si voglia giustificare con blank a destra o sinistra. Comode le funzioni *LOC* e *LOF* che ritornano rispettivamente il numero del record che segue l'ultimo al quale è stato effettuato l'accesso e il numero di record più grande del file. I record sono letti e scritti con i comandi *GET* e *PUT*.

La stampante è gestita nel modo standard Microsoft, un "L" usata come prefisso di un comando di stampa su video provoca la stampa su stampante (*LLIST, LFILES, LPRINT, LPRINT USING*). Esiste anche una COPY che causa l'hard-copy di tutto ciò che è sul video (grafica e caratteri).

Vi sono ovviamente ancora molte altre funzioni e comandi in questo BASIC, ma quelli sopra elencati basteranno per fare capire al lettore che ci troviamo di fronte ad uno dei BASIC più potenti. Si può rivolgere un unico appunto alla mancanza dei comandi di copia e formattazione che devono essere eseguiti tramite una versatile utility in linguaggio macchina fornita col sistema, ma si può osservare che non vengono usati nella programmazione normale e che avrebbero altrimenti sottratto ancora spazio alla già non abbondantissima memoria utente resa disponibile dal BASIC (18 Kbyte-20 Kbyte).

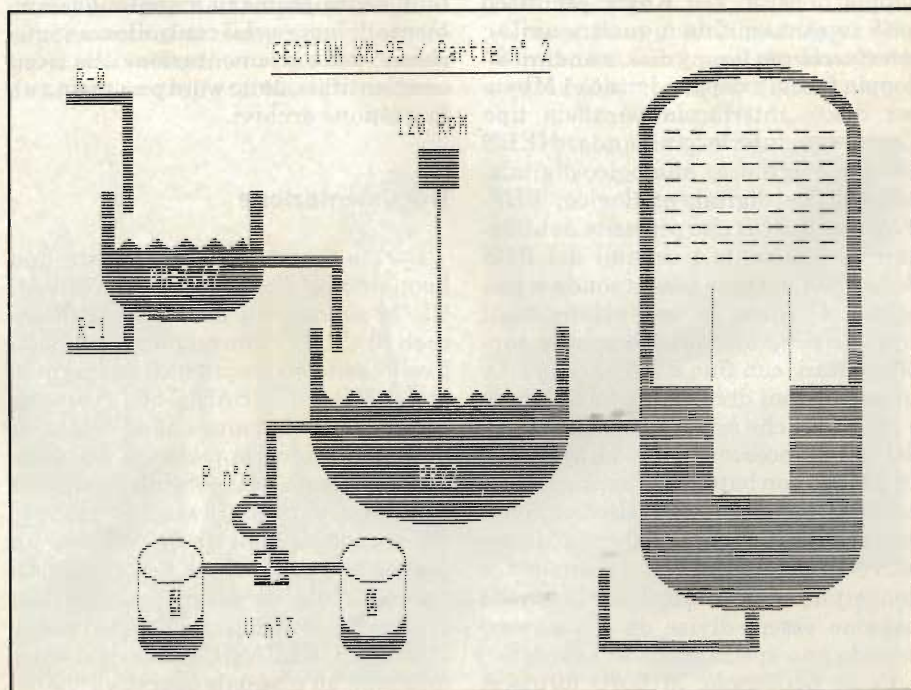



Grafico realizzato con la stampante incorporata nel sistema

Produttore:
BMC International
5/27 Tanimachi Osaka (Giappone)

Distributore:
REBIT (divisione della G.B.C. Italiana S.p.A)
V.le Matteotti, 66 - 20092 Cinisello B. (MI)
Tel. 02/6181801 - 6189391

BMC - OKI if 800 mod. 20
Z80A - 64 Kbyte RAM - sist. op. CP/M - OKI-BASIC
Linguaggi BASIC, COBOL, FORTRAN ecc. Interfaccia RS 232
2 floppy disk 5" 1/4 280 Kbyte per unità doppia faccia
Video colori 12" 8 colori sovrapponibili ad alta risoluzione, 120.000 punti
Stampante ad aghi incorporata matrice 7x7; 80 caratteri/sec.;

80-40 caratteri/linea; modo alfabetico/grafico	*L. 9.500.000 + IVA*
Interfaccia IEEE 488	*L. 440.000 + IVA*
Interfaccia Centronics	*L. 210.000 + IVA*
Convertitore A/D - D/A	*L. 1.375.000 + IVA*
Light pen	*L. 523.000 + IVA*
Cartuccia ROM	*L. 110.000 + IVA*
Hard Disk 5,25" - 5 MB	*L. 4.300.000 + IVA*

Espandibilità

Il modello 20 viene fornito in una sola configurazione: tastiera, monitor a colori, due drive da 5,5 pollici e relativi slot. Non è necessario alcuno slot supplementare per collegare altri due mini floppy. Invece dei mini floppy da 5,5 pollici è possibile impiegare in alternativa floppy standard da 8 pollici ma sempre in numero massimo di 4. Per la registrazione di dati e programmi è immediatamente collegabile, anche un registratore a cassetta esterno. Volendo rendere il sistema più versatile si può facilmente aggiungere la penna luminosa (è sufficiente inserirla nel fianco destro del calcolatore). Un monitor televisivo monocromo esterno può essere collegato con altrettanta facilità alla presa, situata sempre sul lato destro, che fornisce un segnale video composito. Una prima possibilità di I/O è fornita dalla RS 232 C disponibile, sempre sul lato destro dell'apparecchio, anche sulla configurazione minima del sistema. Un passo successivo consiste nell'utilizzare i 5 slot sul retro della macchina. Uno di questo slot è obbligatoriamente impiegato per il monitor, un'altro generalmente per i dischi. Sono attualmente disponibili le seguenti schede: video interfaccia per video a colori o con 8 livelli di grigio (con qualche modifica sulla scheda); seconda interfaccia standard RS 232 C; interfaccia per mini floppy disk doppia faccia e doppia densità, 280 Kbyte per disco (può supportare fino a quattro unità); interfaccia per floppy disk standard 8" doppia faccia e doppia densità 1 Mbyte per disco; interfaccia parallela tipo Centronics; interfaccia standard IEEE 488, convertitore analogico-digitale, convertitore digitale-analogico, *BUFFER* per il *BUS* che permette di utilizzare direttamente i segnali del *BUS* dello Z80A, tramite questa sonda si può anche collegare un espansione degli I/O che supporta quattro schede supplementari con fino a 256 linee di I/O, tre espansioni di memoria da 64 Kbyte e 128 Kbyte che espandono la memoria del microprocessore, da 256 Kbyte (16 x 16 Kbyte), con batteria di backup utilizzabile come buffer, una scheda universale che permette la creazione di dispositivi speciali fornendo dimensioni e connettori appropriati. Tutte le schede possono essere divise da più sistemi usando uno speciale box di supporto.

Come periferiche la BMC fornisce: mini floppy singolo 5,5 pollici 280 Kbyte, floppy 8 pollici doppio drive 1 Mbyte per disco, un disco rigido Winchester da 5,25 pollici da 5 Mbyte oppure 10 Mbyte, una stampante a 132 colonne bidirezionale 120 cps, la penna luminosa di cui abbiamo già parlato, plotter con possibilità di cambiare 6 penne che si collega tramite l'interfaccia Centronics un digitalizzatore di circa 30 cm x 30 cm interfaccia RS 232 C, e un modem per comunicazioni telefoniche seriali. Naturalmente qualunque periferica può essere collegata al IF 800 tramite le interfaccie standard o eventuali interfaccie speciali.

Tutte queste possibilità di espansione consentono all'OKI IF 800 di adattarsi senza problemi a qualunque ambiente di lavoro, dal controllo computerizzato della strumentazione alla ricerca scientifica, dallo word processing alla gestione archivi.

Documentazione

Con la macchina viene fornita una buona documentazione. I manuali del CP/M sono quelli della Digital Research (il CP/M è uno standard), di buon livello, sono accompagnati dal manuale del MBASIC (BASIC-80); ci hanno comunque informato che si tratta di documentazione provvisoria e che saranno presto disponibili manuali BMC. La parte hardware comprende un gruppo di fogli di specifiche e un manuale di riparazione, accompagnati dal manuale di descrizione dei test macchina contenuti nell'apposito dischetto. L'OKI BASIC è descritto in tre manuali: un manuale operativo che descrive le caratteristiche della macchina sotto OKI BASIC, un manuale di descrizione dei comandi BASIC che ci ha dato una buona impressione generale anche se lo abbiamo trovato un po' troppo succinto in certi punti, e una "reference guide"; anche qui ci hanno detto che ci saranno presto manuali più completi. Tutti questi manuali sono purtroppo in inglese e speriamo che l'importatore italiano si dia da fare per tradurli. Unico manuale in italiano è per ora quello dello word processor Word Star. Va detto che è comunque facile trovare manuali italiani sul CP/M o sul Microsoft BASIC dato che si tratta di sistemi largamente diffusi. Non ci è stata purtroppo fornita la documentazione su alcune funzioni disponibili sotto CP/M, ma, trattandosi di un prodotto arrivato in Italia da poco tempo crediamo che non tarderà ad arrivare

Conclusioni

Per le prestazioni offerte l'OKI IF 800 modello Q20 è da considerarsi una macchina di elevato livello. Il prezzo, in italia è di Lit. 9.500.000 + IVA, ed è senz'altro adeguato alle prestazioni offerte. Non rivolgendosi certo all'hobbista domenicale o allo studente si propone come allettante alternativa a sistemi utilizzati professionalmente, di costo ben superiore.

L'importatore -distributore esclusivista italiano, la REBIT divisione della GBC, sede principale a Cinisello Balsamo (MI) in via Matteotti 66, sembra curare molto la diffusione di questa macchina e c'é quindi da aspettarsi un buon servizio di fornitura e assistenza. ■

MINITELECAMERE PER STUDI E RICERCHE IN MEDICINA

Ing. dipl. Heinz-Wolfgang Köhler

In campo medico, la telecamera è ormai di casa sia come mezzo didattico che diagnostico. Le attuali minitelecamere consentono di portare i vantaggi delle tecniche video anche in altri campi specializzati della medicina e della chirurgia come quello dell'oculistica e della biologia. L'articolo presenta tre tipi di minitelecamere: una di piccole dimensioni, l'altra per riprese di movimenti veloci, la terza per la presentazione a colori dello spettro dell'infrarosso.

In campo medico si sta sempre più affermando la tendenza di presentare mediante sistemi video i risultati di ricerche e di studi compiuti nei settori specializzati della microscopia e dell'endoscopia. Adattare sotto l'aspetto meccanico e elettrico una normale telecamera a queste nuove esigenze presenta non poche difficoltà specialmente nel caso in cui vengano usati microscopi o endoscopi orientabili. È per consentire di collegare senza particolari difficoltà la telecamera a queste apparecchiature mediche di ricerca che molti progettisti, dopo lunghi studi, sono riusciti a realizzare telecamere estremamente piccole e leggere. In questo loro compito sono stati facilitati da un lato dai costruttori di circuiti integrati che riescono a incorporare nei chip un numero di funzioni sempre maggiore, e dall'altro dai costruttori di tubi da ripresa TV che sono riusciti in questi ultimi tempi a realizzare tipi con dimensioni veramente ridotte (78 mm di lunghezza!).

Una telecamera a colori monotubo di ridotte dimensioni

È prodotta dalla Fa. Lemke, Gröbenzell/Monaco. Il componente chiave è costituito da un tubo da ripresa a colori con filtro a strisce molto sensibile, sistemato in un robusto contenitore di alluminio di dimensioni 4 cm x 4 cm x 16 cm. L'elettronica non necessariamente occorrente al funzionamento del tubo è stata sistemata in una unità di controllo separata, fornita come subassieme insieme al relativo monitore (*figura 1*). Il collegamento tra telecamera e unità di controllo è realizzato mediante un cavo lungo 3 m, che serve anche da cavo di alimentazione della telecamera.

I dati tecnici principali sono i seguenti:

— 300 righe di risoluzione al centro dell'immagine
— rapporto segnale/disturbo 48 dB
— intensità luminosa minima richiesta inferiore a 5 lux (lx)

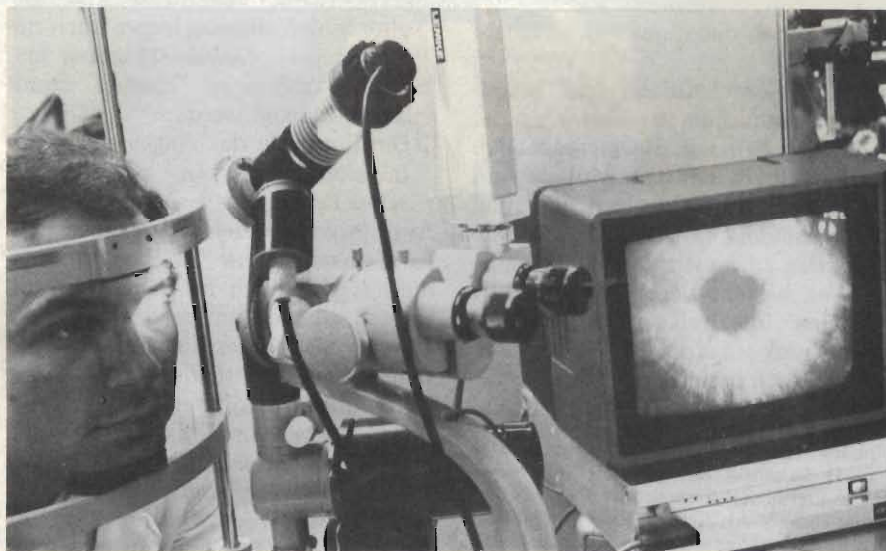



Fig. 1 - Combinazione di una telecamera a colori miniatura con un microscopio per uno studio sull'occhio (Foto: Köhler).

— peso 400 g
— impiego di due nuovi filtri a pettine
— montaggio a C
— sette differenti adattatori per il collegamento di tutti i tipi di endoscopi flessibili o rigidi normàlmente impiegati

La telecamera è così piccola da essere maneggiata dagli endoscopisti come una "maniglia", e di conseguenza non costituisce un ingombro per le apparecchiature mediche di ricerca vere e proprie. Essa trova quindi ideale impiego in tutti quei casi nei quali assumono grande importanza le dimensioni e il peso, in particolare nelle apparecchiature di studio e di diagnosi nel settore della medicina oculistica.

Questa telecamera miniatura rappresenta quanto di più piccolo esiste sul mercato nel settore delle telecamere PAL a colori monotubo. Grazie alla sua elevata sensibilità (richiede poca luce) e alla nitidezza delle immagini da essa fornite, questa telecamera potrà trovare interessanti applicazioni anche in altri campi della medicina.

Una telecamera per riprendere movimenti veloci

Da qualche tempo è comparsa sul mercato tedesco una telecamera di nuova concezione la quale, combinata con un adatto videoregistratore consente di riprendere 200 immagini complete al secondo; le immagini possono essere, a loro volta, ripresentate su schermo, una alla volta oppure e velocità rallentata.

Il sistema completo (prodotto dalla Dedo Weigert Film, *Monaco*) è costituito dalla telecamera, dal sistema di comando, dal registratore, dal monitore ed eventualmente da una lampada stroboscopica. La telecamera è equipaggiata con tre Plumbicon da 2/3 di pollice. Può essere munita, di farfalla battitempo. Ciò permette di ottenere tempi di esposizione compresi tra 0,5 ms e 5 ms. Per tempi di esposizione dell'ordine di 20 μs è prevista la sincronizzazione dei lampi della lampada stroboscopica. Ciò consente di riprendere e presentare immagini ben definite (e cioè non mosse) di oggetti che si muovono molto rapidamente.

I segnali video forniti dalla telecamera vengono registrati su un apposito registratore che impiega normali cassette VHS e che lavora con una velocità di trascinamento del nastro tre volte superiore a quella normale. Il sistema TV a colori adottato negli apparecchi è l'NTSC, il quale con i suoi 60 quadri al secondo, è senz'altro più veloce del sistema PAL (norma CCIR).

Per avere una precisa identificazione delle immagini viene assegnato a ciascuna di esse un codice di tempo che permette di descrivere nella maniera più precisa fenomeni che si svolgono rapidamente. In una normale cassetta VHS della durata di due ore è possibile "memorizzare" 430.000 singole immagini. Come in tutti i sistemi di registrazione che prevedono la riproduzione rallentata dei movimenti, così anche in questo è richiesta una intensa illuminazione della scena ripresa. Così, per una illuminazione a lampi stroboscopici e con un diaframma 4, occorreranno più di 3000 lx; quest'ultimi diventerebbero 25000 nel caso in cui davanti al diaframma si dovesse sistemare la farfalla battitempo.

Una telecamera di questo tipo trova un adeguato impiego in campo medico, e in particolare nella medicina sportiva, nell'ortopedia e nell'ottica dove potrebbe essere usata per lo studio del tempo di reazione della pupilla e della durata dei movimenti della cornea. In questi casi si tratta infatti di studiare a velocità rallentata fenomeni che in natura si svolgono molto velocemente oppure che durano per un tempo estremamente breve. Altri settori d'impiego riguardano, sempre nel campo della medicina, lo studio delle reazioni dei tessuti sotto l'azione di un raggio laser (*figura 2*), lo studio del comportamento delle corde vocali e della membrana del timpano; nei settori farmacologico e fisiologico, per lo studio del comportamento e della velocità di contrazione dei muscoli immersi nei liquidi biologici (preparati).

Anche nel campo della ricerca, dello studio e del progetto di nuovi apparecchi chirurgici, una telecamera "high speed" come quella descritta potrà trovare un proficuo utilizzo: si pensi all'impiego di coltelli in rapida rotazione usati in alcune microoperazioni chirurgiche, allo studio del comportamento della punta del trapano del dentista, tanto per citarne alcuni.

Fig. 2 - Collegamento di una telecamera "high speed" ad un fotocoagulatore laser per lo studio delle reazioni laser. (Foto: Köhler)

Una telecamera che riprende a colori lo spettro invisibile dell'infrarosso

Per la visualizzazione dei colori occorre disporre di un *sensore* che reagisce alle varie lunghezze d'onda dei colori dello spettro sia "sentendoli" singolarmente (modo sequenziale) sia tutti in una volta (modo contemporaneo). Una normale telecamera si limita a lavorare ovviamente solo entro il settore visibile dello spettro.

In campo scientifico e in particolare in quello della medicina, molte volte occorre invece poter "vedere a colori" anche le porzioni di spettro che si trovano alle due estremità dello spettro visibile, e cioè l'infrarosso e l'ultravioletto, e di conseguenza poter disporre di una telecamera a "banda larga".

Un modo per risolvere questo problema potrebbe essere questo: estrarre una porzione relativamente stretta del-

Fig. 3 - Telecamera trasportabile combinata con un endoscopio a fibre ottiche impiegato per l'esame dello stomaco. (a destra). L'immagine può essere osservata anche su un monitor TV.

lo spettro da studiare e suddividerla a sua volta in tre canali in modo da poter meglio riuscire a evidenziare anche piccole differenze di luminanze spettrali. È quello che ha fatto appunto l'olandese Davidse il quale ha descritto una telecamera che riesce a evidenziare molto accuratamente solo *la porzione dello spettro del rosso.* È stata scelta questa porzione dello spettro per il fatto che arrossamenti della pelle con varie sfumature possono dare precise indicazioni circa lo stato di irrorazione sanguigna oppure evidenziare fenomeni infiammatori.

Per le ricerche sull'occhio, lo spettro dell'infrarosso (vicino al rosso) assume particolare importanza a motivo di queste sue tre caratteristiche:

— i raggi infrarossi sono praticamente invisibili

— gli infrarossi possono penetrare all'interno dei tessuti meglio dei raggi visibili. Alla formazione di un'immagine potranno contribuire pertanto anche strati di tessuti situati in profondità; non potranno pertanto verificarsi eventuali false interpretazioni.

— i pigmenti dell'occhio presentano agli infrarossi un comportamento tutto particolare.

Sono questi motivi che hanno spinto alla realizzazione di una telecamera a colori capace di lavorare *esclusivamente nelle vicinanze dell'infrarosso*; ciò permetteva infatti di poter meglio effettuare particolari ricerche e studi sull'occhio, in particolare le variazioni dei pigmenti come già detto.

Il primo prototipo di una siffatta telecamera multispettrale all'infrarosso è stata realizzata in una clinica oculistica specializzata di Monaco. Questo progetto è stato finanziato in parte dallo stato.

Come tubi da ripresa vennero impiegati tre Vidicon sensibili all'infrarosso. La suddivisione di questo spettro è stata effettuata mediante particolari filtri correttivi e specchi dicroici realizzati appositamente per questo scopo. La corrispondenza delle tre bande in cui viene suddiviso lo spettro dell'infrarosso da riprendere, con i colori visibili del rosso, del verde e del blu può essere realizzata in 6 modi diversi. Per aver dell'immagine infrarossa (immagine invisibile), una corrispondente immagine a colori *visibile* si è presa come componente *rossa* visibile, la porzione di spettro infrarossa ad onda più larga, come componente *verde* visibile, la porzione di spettro infrarosso ad onda media, e come componente *blu* visibile la porzione di spettro infrarosso ad onda più corta.

È possibile anche un'ulteriore elaborazione dei segnali video in segnali digitali. Per far ciò occorre trasformare simultaneamente in seguali digitali i tre segnali video, trattenerli in una memoria tramite microprocessore per poi poterli rielaborare e studiare con comodo in un secondo tempo.

Questa telecamera a colori è stata progettata esclusivamente per studi e ricerche in campo ottico. Questo però non toglie che possa essere impiegata anche in altri campi della medicina. ■

Bibliografia

— **Funkschau 3/1982** -
Medizinische Videokameras.
Dipl. Ing. Heinz - Wolfang Köhler.

La Leadership dei videogiochi ad Hong Kong

Spetterebbe al piccolo Paese in diano la supremazia nella esportazione di videogames, ruolo conteso con accanimento anche da Formosa.

Nel 1981 Hong Kong avrebbe esportato sistemi per oltre 115 miliardi di lire, con un incremento di quasi il 600% rispetto al 1980.

TRINICON Telecamera a colori semiprofessionale portatile

di L. Cascianini

La riduzione delle dimensioni dei tubi da ripresa TV a colori ha permesso di rendere estremamente maneggevoli le telecamere. Questo fatto ha consentito la loro utilizzazione in nuovi settori dell'industria e della ricerca. Recentemente è apparsa sul mercato una telecamera a colori, monotubo, altamente automatizzata la quale, combinata con il videoregistratore portatile BETAMAX, consente anche all'amatore e all'hobbista di realizzare riprese e film a colori della durata di 3 ore e mezzo.

Telecamera a colori HVC-4000P e videoregistratore SL-F1E, portatili entrambi. La telecamera fornisce immagini a colori impiegando un unico tubo da ripresa (Trinicon) da 2/3 di pollice. Possiede un mirino elettronico formato da un cinescopio b/n da 1 1/2 di pollice. È munita di un obiettivo macro zoom.
Il videoregistratore è un Betamax (scansione elicoidale a due testine). Fornisce un segnale video RF, codificato Pal, su tutti i canali della banda UHF. Impiega videocassette da 1/2 pollice per una durata di registrazione massima fino a 3 ore e mezza. La batteria di alimentazione (12 V) ha una capacità di 1,5 ampere/ora.

Ha fatto la sua apparizione sul mercato una telecamera a colori che con il relativo videoregistratore, rappresenta quanto di più funzionale e maneggevole esiste attualmente nel settore della videoregistrazione da telecamera portatile. La *Sony*, leader nel settore delle miniapparecchiature audio e video, ha concentrato in questa *accoppiata* telecamera-/videoregistratore la sua esperienza pluriennale e il suo know-how ragguardevoli in questo settore. Queste apparecchiature hanno infatti beneficiato

dei grandi progressi tecnologici conseguiti in questi ultimi tempi nel settore dell'ottica (CANON), dell'integrazione su larga scala (LSI), della videoregistrazione magnetica (BETAMAX), e della produzione di tubi miniatura per riprese TV a colori (TRINICON).

Mirino elettronico
Monitor con tubo catodico B/N incorporato - Monitor play back
Spia di registrazione
Controlli mirino elettronico
Connettore del mirino - Leva di aggiustamento
Commutatore sensibilità
Microfono Electret condenser incorporato
Controllo diaframma Aut./Man.
Comando per rivedere ultimi due secondi registrazione
Comandi per bilanciamento del bianco
Comando zoom elettrico
Indicatore apertura diaframma
Anello messa a fuoco
Comando manuale zoom macro

Fig. 1 - Indicazione di tutte le funzioni attuabili con la telecamera Sony HVC-4000 P.

La telecamera portatile *HVC-4000P* è stata realizzata per funzionare con il videoregistratore trasportabile BETAMAX SL-F1E. Quest'ultimo però può registrare anche immagini irradiate dai normali canali televisivi. Nel qual caso è disponibile il sintonizzatore *TT-F1E* che provvede, una volta programmato, a registrare programmi in modo autonomo entro un arco di tempo fino a due settimane.

Il sistema ottico

L'immagine sul target del TRINICON è prodotta da un obiettivo CANON macro zoom (F/1,4) motorizzato che permette di passare senza vibrazioni, in 10 secondi, da una ripresa grandangolare con 12,5 mm di focale ad una ripresa tele di 75 mm. Il motore dello zoom è silenzioso, per cui non può interferire con la qualità dell'audio. L'illuminazione minima della scena è 60 lux (f/1,4). Il controllo automatico della luminosità della scena può abbracciare valori di illuminazione compresi tra 60 e 100.000 lux.

La telecamera

Come in tutte le telecamere, così anche in questa, il componente più importante è costituito dal tubo da ripresa, che in questo caso è il TRINICON, un tubo con filtri a strisce che *da solo* è in grado di fornire i segnali dei tre colori primari R, G, B. Il TRINICON possiede tutte le caratteristiche dei tubi da ripresa TV a colori da 2/3 di pollice prodotti in America e in Europa. Non presenta infatti gli effetti "blooming" e "coda di cometa", e possiede inoltre un'elevata risoluzione orizzontale (fino a 300 linee).

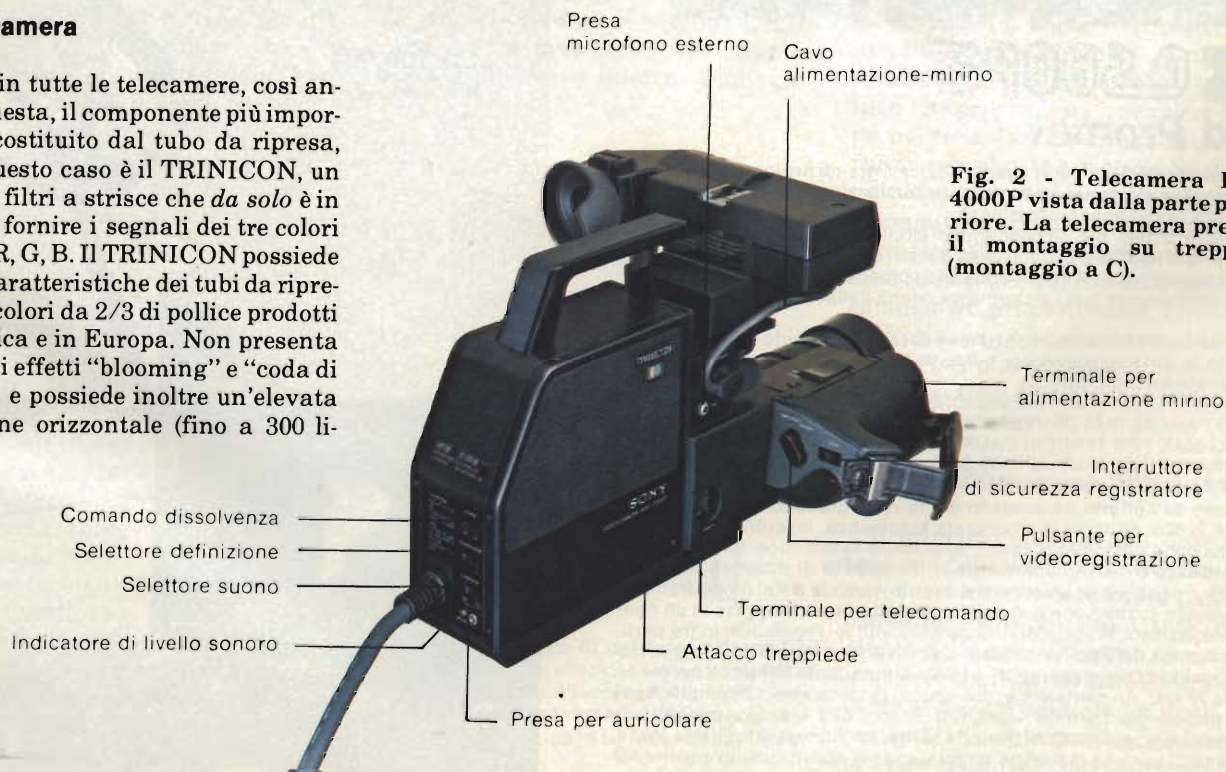



Fig. 2 - Telecamera HVC-4000P vista dalla parte posteriore. La telecamera prevede il montaggio su treppiede (montaggio a C).

L'ottica macro di questa telecamera dà la possibilità di rivedere gli oggetti piccoli, più grandi di quello che sono in realtà: insetti, piante e qualsiasi altro piccolo oggetto potranno essere ripresi alla distanza avvicinata di 3,5 cm. Molte volte nei film, un'immagine sembra dissolversi tra le scene più importanti. Anche questa telecamera consente di usare la tecnica di dissolvenza: basta agire sul comando dissolvenza automatica (automatic fader), che si trova sul retro della telecamera, e avremo all'inizio della registrazione dissolvenza *dal nero*, e alla fine, dissolvenza *verso il nero*.

Contemporaneamente alla dissolvenza dell'immagine si ha anche attenuazione del suono.

Lo standard

La telecamera fornisce un segnale video codificato PAL (CCIR) su un'impedenza di 75 Ω. Il suo valore è 1 V da picco a picco; il segnale di sincronismo (prodotto dalla stessa telecamera) è diretto in senso negativo. Il raster è interlacciato (312 1/2 righe ogni campo) e 625 per un quadro completo. Il segnale video fornito dalla telecamera ha un rapporto segnale/disturbo di circa 45 dB.

Il mirino elettronico

L'operatore può vedere con tutto comodo la scena ripresa e registrata, sullo schermo di un piccolo cinescopio bianco e nero da $1^{1}/_{2}$ pollice. Ovviamente, si vede sia la scena sia tutti gli effetti speciali.

È possibile rivedere automaticamente anche gli ultimi secondi dell'ultima scena registrata premendo il pulsante Record/Review, sistemato in posizione comoda sull'impugnatura della telecamera. Guardando nel mirino è possibile inoltre controllare tutti i parametri interessati ad una buona ripresa come il bilanciamento dei colori, l'esposizione e la regolazione del diaframma, e verificare se l'illuminazione della scena è sufficiente. Al termine della registrazione è sempre possibile rivedere sullo schermo del mirino le riprese effettuate (funzione di monitor).

Facilitazioni per la messa a punto della telecamera

La HVC-4000P è la telecamera più sofisticata non professionale attualmente esistente sul mercato. Ciononostante non occorre essere un professionista per poterla usare; con un minimo di attenzione è possibile realizzare ottimi film. Molti suoi comandi hanno infatti una "posizione verde" che fissa automaticamente il valore corretto di esposizione ed esegue (se lo si ritiene opportuno) tutte le regolazioni più importanti. L'aver reso automatica la regolazione di tutti i parametri interessanti ad una corretta ripresa è molto importante in quanto l'operatore può concentrare la sua attenzione esclusivamente sulla migliore inquadratura e angolazione della scena.

Alimentazione e dati meccanici

La tensione di alimentazione della telecamera è 12 V. La potenza assorbita è 8,3 W (compresi 1,8 W per il funzionamento del mirino elettronico). Il peso è 2,9 kg. Le dimensioni (larghezza x altezza x profondità) sono: 255 x 200 x 354 mm compresi obiettivi zoom, mirino ed impugnatura.

La telecamera Trinitron è infine do tata di una funzione di inversione vi deo (normal/reverse) che consente d registrare da fotografie a colori negative. ■

TUBO DA RIPRESA A COLORI CON FILTRI A STRISCE

a cura della Redazione

In questi ultimi tempi, le telecamere portatili a colori hanno visto allargarsi il loro campo d'impiego. Ciò è stato possibile grazie al parallelo sviluppo di videoregistratori portatili. La trasportabilità della telecamèra è dovuta principalmente al fatto d'impiegare un unico tubo da ripresa al posto dei tre o quattro delle telecamere convenzionali. In questo articolo è illustrato il principio di funzionamento di un tubo da ripresa in grado di fornire, da solo, separatamente, i segnali video dei tre colori primari.

Tutti i sistemi di televisione a colori si basano sul fatto che l'occhio umano, osservando da una certa distanza due punti vicini di differente colore, non riesce a distinguere il colore del puntino singolo bensì percepisce un colore differente, risultante dalla mescolanza dei due colori. Partendo da questo "difetto" dell'occhio si è visto che per riprodurre tutti i colori esistenti in natura bastano tre soli colori chiamati colori *primari* e precisamente il rosso, il verde e il blu.

Basandosi su questo fenomeno, le attuali telecamere scindono per prima cosa, mediante filtri, specchi dicroici o prismi, i colori della scena ripresa nei tre colori primari rosso, verde e blu, ed inviano queste tre componenti primarie della scena ripresa, sui target di tre tubi da ripresa dai quali ricavano i tre segnali dei colori primari, e cioè, i segnali R G e B.

Nella maggior parte delle telecamere, il segnale di luminanza viene ricavato *elettricamente* dai tre segnali dei colori primari. Nelle telecamere molto professionali, il segnale di luminanza viene fornito da un quarto tubo da ripresa che fornisce direttamente il segnale di luminanza. Siccome i tre tubi da ripresa, presentano una differente sensibilità alle tre componenti dei colori primari, i segnali R, G e B in uscita vengono di regola normalizzati in maniera che una superficie bianca di una scena ripresa possa essere riprodotta bianca anche sullo schermo del cinescopio. Questa messa a punto è nota come *taratura del bianco*.

Nelle telecamere a tre tubi o a quattro tubi occorre evidentemente che un dato punto della scena venga analizzato nello stesso istante dai tre o dai quattro fasci di elettroni dei tre o quattro tubi da ripresa: solo se si verifica questa condizione si avrà perfetta sovrapposizione delle tre o quattro immagini.

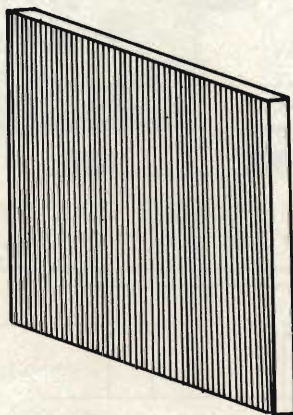



Fig. 1 - Struttura di principio di un filtro a strisce. Le singole strisce dei filtri sono disposte verticalmente. Le strisce si succedono in triplette di filtri che lasciano passare solo le luci rossa, verde e blu.

Quando ciò non avviene, le immagini a colori riprodotte sullo schermo del cinescopio presenteranno colori differenti da quelli della scena ripresa e colorazioni ai bordi.

Una telecamera siffatta è indubbiamente complicata e costosa. Complicata nel senso che ogni tubo da ripresa richiede le sue bobine di deflessione e di focalizzazione nonchè il relativo preamplificatore ecc. Anche le rispettive ottiche, e cioè l'insieme dei prismi o dei filtri che provvedono a scindere la scena nei tre colori fondamentali, risulteranno complicate e costose. Se si vuole quindi ridurre il costo della telecamera e semplificare il suo funzionamento occorrerà studiare altri sistemi per scindere i colori della scena nelle rispettive componenti primarie rosse, verde e blu.

Un sistema è quello dei cosiddetti *filtri a strisce* che permette di ricavare da un unico tubo da ripresa, i tre segnali dei colori primari R, G e B.

Tubo da ripresa con filtri a strisce

Il principio che sta alla base di un tubo con filtri a strisce è semplice ed è il seguente: in un determinato punto del cammino percorso dalla luce proveniente dalla scena si inserisce un *filtro a strisce*. Un filtro siffatto è formato da tante striscette colorate verticali, molto strette in larghezza, le quali lasciano passare soltanto la luce corrispondente

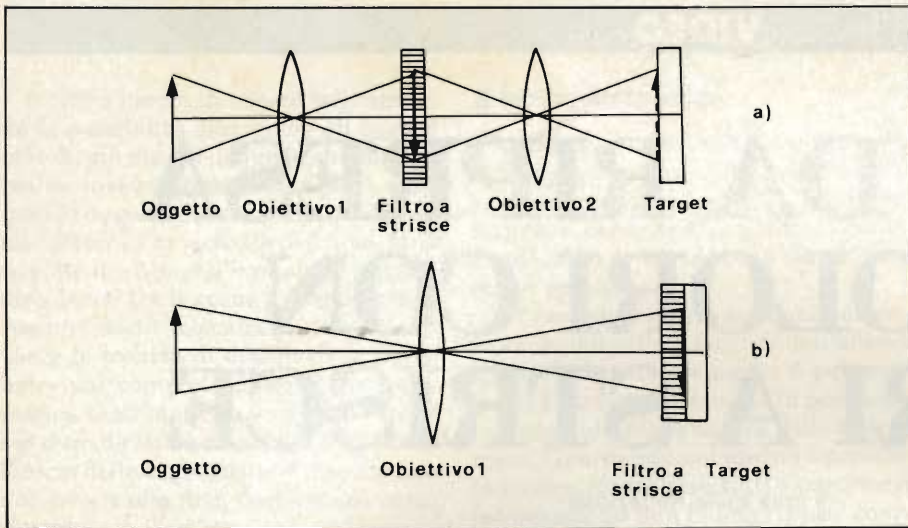
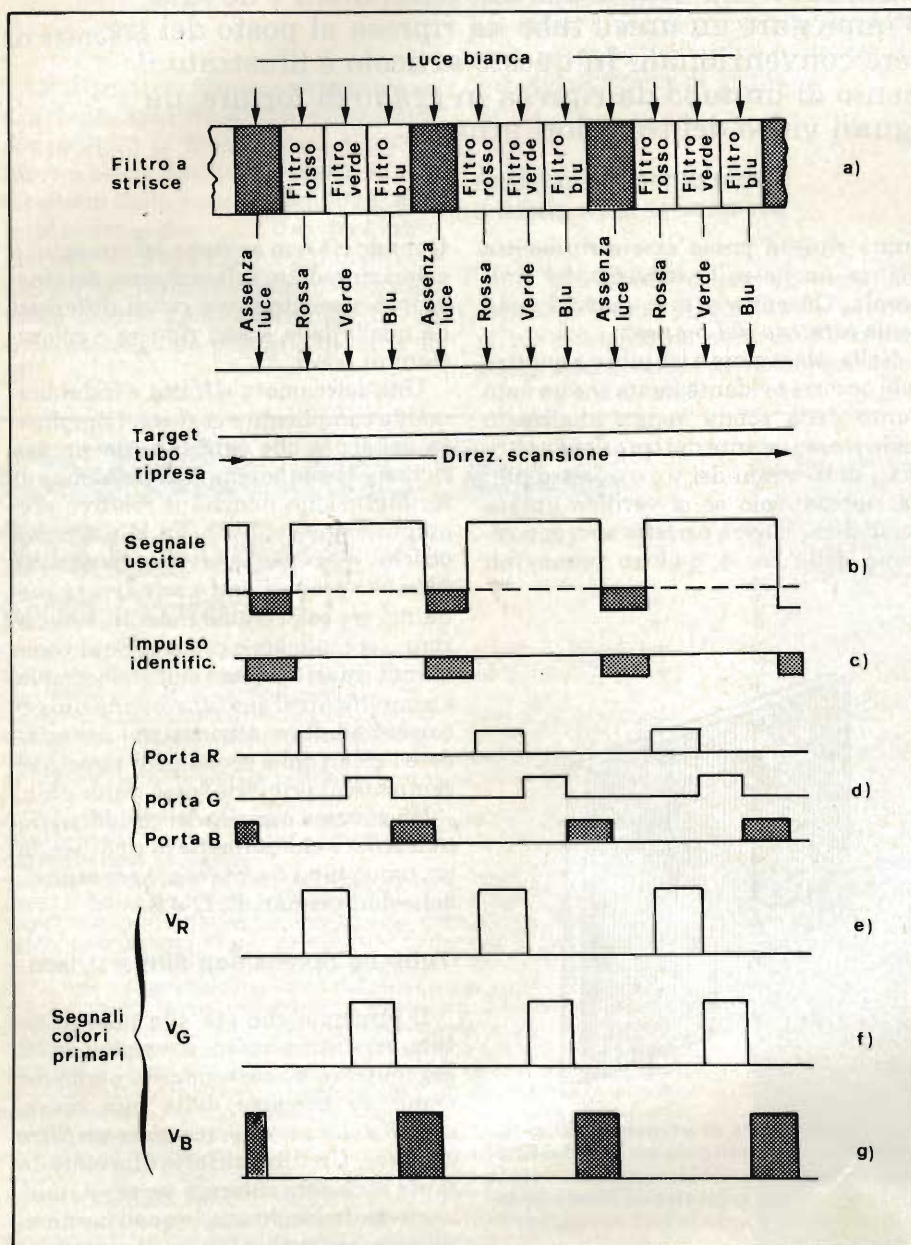



Fig. 2 - Inserimento di un filtro a strisce; a) all'interno del sistema ottico della telecamera; b) sulla superficie del target all'interno del tubo. Il disegno è fatto in modo che il fascio di scansione è osservato dall'alto.

al colore della striscia (*figura 1*). Disponendo un filtro di questo tipo tra le lenti del sistema ottico oppure immediatamente prima del target e supponendo di riprendere un bianco, sull'immagine riprodotta sul target avremo una sequenza di triplette di barrette rosse, verdi e blu (*figura 2*). Il fascio di elettroni del tubo, nel processo di scansione di queste barrette, fornirà in corrispondenza di ciascuna, un segnale corrispondente all'intensità luminosa di ciascuna barretta.

Supponendo per il momento che questo particolare tubo fornisca i segnali R, G, B separati di ogni striscetta è evidente che, data l'estrema piccolezza delle singole strisce, lo schermo di un cinescopio a colori apparirà bianco. Solo avvicinandosi e osservando con una lente sarà possibile rivedere le triplette verticali rosse, verdi e blu.

Il problema sarà ora di vedere come sia possibile che un unico fascio di elettroni fornisca tre differenti segnali, i segnali R G B, come cioè faccia ad applicare, ogni volta, durante la scansione, il segnale di una striscetta al relativo canale.

Per realizzare questa operazione sono stati studiati vari sistemi. Noi, per il momento, descriveremo quello più semplice, e cioè, il sistema *time multiplex*.

Formazione dei segnali R, G, B con il sistema time multiplex

Esaminiamo attentamente la *figura 3a*, dove è riportata una porzione del filtro a strisce. Partendo da sinistra notiamo una striscia che *non lascia passare* nessuna luce, seguita da una tripletta di strisciette-filtro che fanno passare la componente rispettivamente rossa, verde e blu. Supponendo di riprendere un bianco (luce bianca), il segnale d'uscita dal tubo durante la scansione di una riga sarà quello indicato in figura 3b. Qui vediamo che si ha

Fig. 3 - Separazione dei segnali dei colori primari V_R, V_G, V_B in un tubo con filtro a strisce mediante impiego del sistema time multiplex. Il fascio di elettroni nel suo processo di scansione esplora sia le strisce opache che quelle trasparenti di ciascuna tripletta. Il segnale che viene generato in corrispondenza delle strisce opache serve per identificare e separare (segnale di identificazione) le tre strisce trasparenti di ciascuna tripletta. La separazione dei tre segnali dei colori primari viene effettuata mediante porte logiche pilotate dai segnali di identificazione.

una segnale minimo quando il fascio esplora la striscia opaca e un segnale massimo quando il fascio esplora le strisce rosse, verdi e blu (o meglio le luci rosse, verdi e blu prodotte dalle corrispondenti strisce sul target).

Nella figura 3b per semplicità, ad ogni tripletta di filtri rossi, verdi e blu abbiamo fatto corrispondere un unico segnale rettangolare. In realtà, ad ogni tripletta di strisce corrisponde una tripletta di segnali con angoli molto arrotondati.

A questo punto, l'attenzione va fissata sui segnali che il fascio di elettroni produce quando passa sopra la striscetta opaca. Sono segnali *periodici* e possono quindi essere presi come segnali di riferimento o di identificazione. Sono di basso valore dato che praticamente vengono prodotti dalla corrente in oscurità. In ciascuna riga, il loro numero è ben determinato, come del resto è ben determinato anche il numero delle strisce contenute in una riga.

Si comprende facilmente come, partendo dalla struttura geometrica molto esatta del filtro a strisce, anche i relativi segnali, compreso quello di identificazione e quelli prodotti dai colori delle singole strisce, abbiano una durata ben determinata, e nel tempo di scansione di una riga, si succedano quindi con una cadenza fissa (clock).

Ciò premesso, sarà possibile pilotare mediante un contatore comandato da questo clock, tre porte logiche (figura 3d) le quali potranno "aprirsi", *la prima* in corrispondenza dei segnali delle strisce rosse la seconda in corrispondenza delle strisce verdi e la terza in corrispondenza dei segnali delle strisce blu. Ciascuna delle suddette porte potrà quindi considerarsi la *sorgente* dei segnali dei colori primari rispettivamente del rosso, del verde e del blu. In definitiva quindi è la differente distanza nel tempo di ciascun segnale primario di una tripletta rispetto al relativo segnale di identificazione che la precede, che permette la separazione dei tre segnali dei colori primari V_R, V_G, V_B. Questa separazione è indicata graficamente nelle figure 3e, f, g.

Il segnale di luminanza, anche in questo caso, si ricava per matricizzazione dei segnali dei colori primari V_R, V_G, V_B ricavati nella maniera suddetta. Se invece si impiegasse un secondo tubo da ripresa, allora il compito di produrre il segnale di luminanza verrebbe affidato a questo secondo tubo.

Il sistema time multiplex descritto è, come abbiamo visto, estremamente semplice, non è però esente da inconvenienti tra i quali segnaliamo: l'esigenza di realizzare un tubo da ripresa con un potere risolutivo tre volte superiore a quello dei tubi convenzionali. Anche i relativi amplificatori video fino all'ingresso delle porte logiche, devono possedere una banda passante superiore. Un eventuale sfasamento dei segnali che pilotano le porte, causerebbe inevitabilmente colori sbagliati. Anche l'illuminazione della scena deve essere molto elevata. ■

TUBO MINIATURA PER TELECAMERE PORTATILI

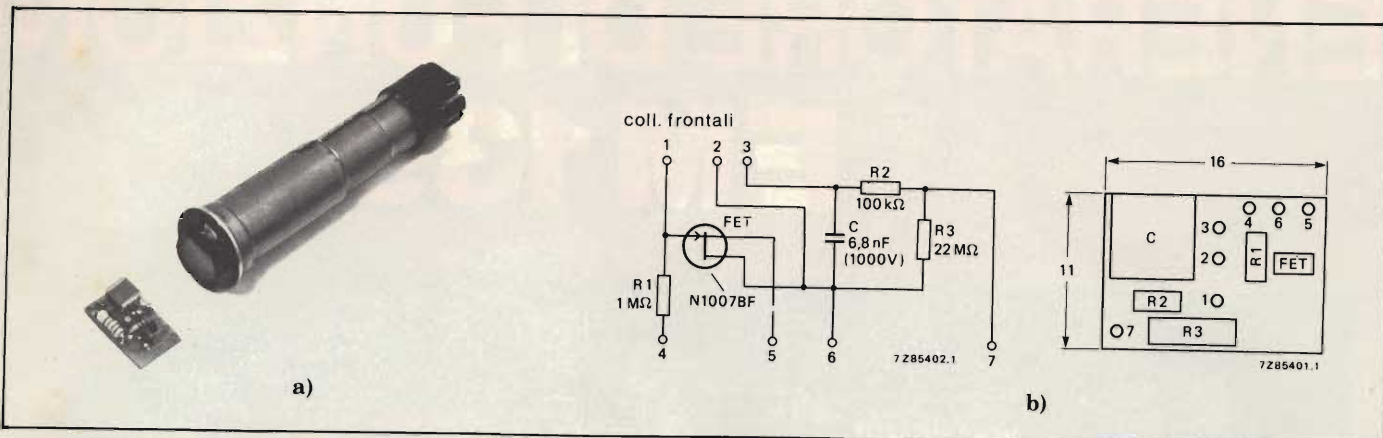
a cura di J. Cadovic

Le telecamere portatili a colori troveranno in questo tubo la soluzione ideale dei loro problemi: leggerezza, elevata definizione, basso consumo per citare i più importanti. L'articolo illustra una serie di novità tecnologiche introdotte per la prima volta con lo scopo preciso di produrre un tubo da ripresa TV veramente di piccole dimensioni.

Le attuali tecnologie VLSI consentono di integrare nei chip un numero sempre più grande di funzioni circuitali. Questo vale sia per i sistemi analogici ma principalmente per i sistemi digitali. Questo dato di fatto ha portato alla "miniaturizzazione" di molte apparecchiature operanti nel campo della produzione industriale e della ricerca scientifica, e di conseguenza all'impiego di questi apparati in nuovi settori. In questi ultimi tempi la tendenza verso "sempre il più piccolo" l'abbiamo vista affermarsi nel settore delle telecamere TV, dove la possibilità di ridurre considerevolmente le loro dimensioni e di conseguenza consentito una loro maggiore trasportabilità ha permesso la loro introduzione in settori finora inesplorati (medicina, ricerca, sport ecc. ecc.). La telecamera infatti da "macchina" custodita gelosamente negli studi TV, sta diventando una macchina che può "viaggiare" all'aperto, alla luce del sole, e può inoltre essere "guidata" non solo da esperti cameramen ma anche da fotografi, "hobbisti", amatori, ecc.

Alla trasportabilità e all'estrema maneggevolezza delle attuali telecamere hanno contribuito non solo i nuovi circuiti integrati LSI ma principalmente i nuovi tubi da ripresa, estremamente compatti, capaci di dare ottime

I Plumbicon da 2/3 di pollice consentono di realizzare telecamere trasportabili. Questa telecamera (LDK14) lavora con tre tubi; pesa 5,5 kg.

Fig. 1 - (a) Plumbicon da ripresa da 8 mm. (80XQ) e relativo preamplificatore a FET; (b) Circuito elettrico del preamplificatore a FET e localizzazione dei componenti sul circuito stampato.

immagini anche se impiegati in "esterni" dove le condizioni di illuminazione non sono certamente quelle calibrate e dosate degli studi TV, ma possono andare da scene molto illuminate (alta montagna, mare), a poco illuminate (normali abitazioni).

I tubi da ripresa per le telecamere trasportabili dovranno pertanto avere elevata *sensibilità*, ottima *risoluzione dinamica*, capacità di riprendere oggetti molto luminosi fissi o mobili, presenti nella scena da riprendere senza introdurre l'effetto "blooming" o "coda di cometa".

Fig. 2 - Struttura elettrodica, bobina di deflessione e connettore esterno per gli elettrodi del Plumbicon da 8 mm

Tubo da ripresa con diagonale di 8 mm

Queste esigenze hanno spinto i costruttori specializzati in questi componenti a passare dal noto e molto impiegato Plumbicon da 2/3 di pollice, con diagonale di 11 mm (introdotto nel 1975) ad un nuovo tubo con diagonale di appena 8 mm (per esempio, il Plumbicon 80XQ Philips). Questo tubo (*figura 1a*) consente di dimezzare dimensioni e peso di una telecamera funzionante con un tubo da 2/3 di pollice, telecamera che già con il tubo con diagonale dia 11 mm era facilmente trasportabile. La maggiore trasportabilità è dovuta anche al fatto che, grazie all'introduzione della focalizzazione elettrostatica, le batterie di alimentazione sono diminuite di numero, e questo fatto apre la possibilità di incorporare nella telecamera anche il registratore video che attualmente è invece portato a tracolla dall'operatore.

Struttura elettrodica e focalizzazione elettrostatica

La struttura del Plumbicon con diagonale di 8 mm si discosta considerevolmente da quella dei precedenti tubi da ripresa (*figura 2*). Il contenitore di

Nuovo Plumbicon da 8 mm a focalizzazione elettrostatica incorporato nella sua unità di deflessione confrontato con un normale Plumbicon da 2/3 di pollice. La minuscola piastrina di circuito stampato che si vede sulla parte anteriore del giogo ospita il preamplificatore a Fet e il condensatore di disaccoppiamento del mesh.

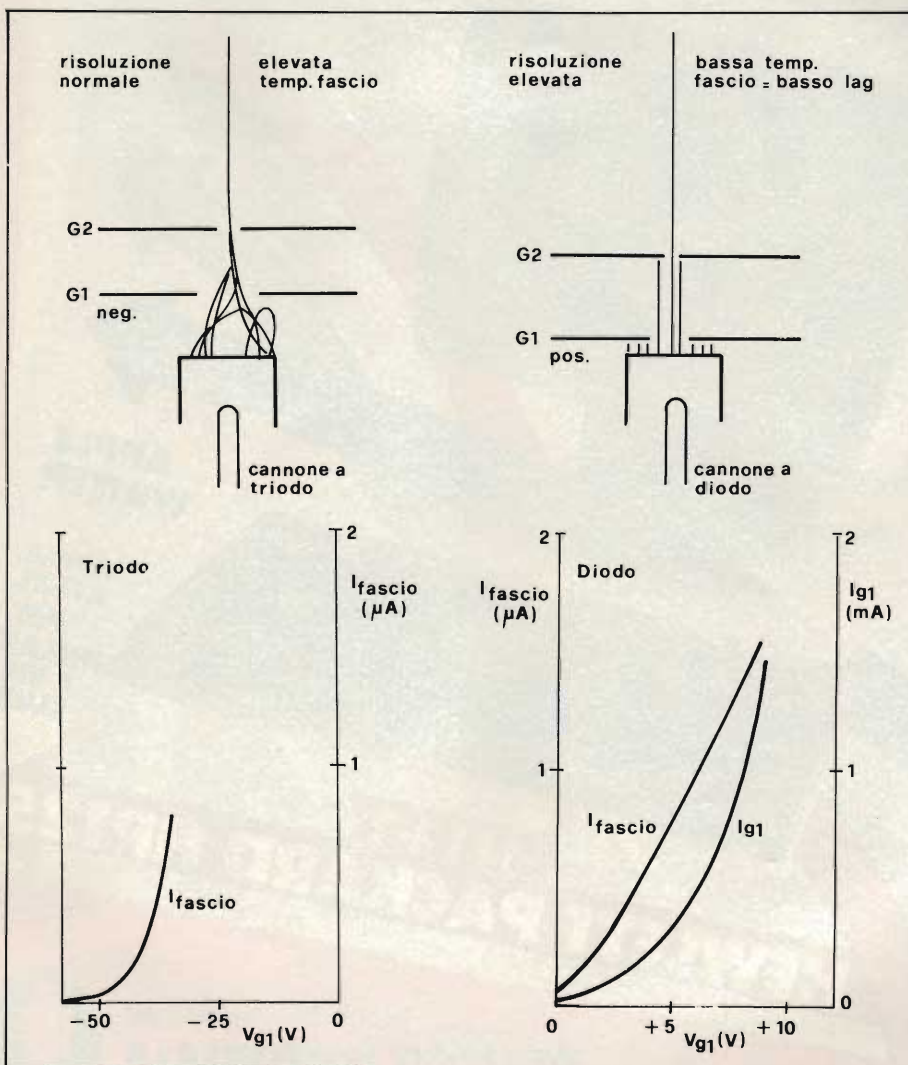
Tabella 1:
Confronto tra le caratteristiche principali di due plumbicon (da 8 e 11 mm)

Tubo	*80XQ*	*XQ2427*	
Giogo	DT1120 ·	AT1109	
Focalizzazione	elettrostatica	magnetica	
Diagonale di scansione	8	11	mm
Lunghezza complessiva	78	115	mm
Diametro del giogo	22	35	mm
Peso tubo	11	25	g
Peso giogo	50	230	g
Peso complessivo	65	225	g
Filamento	0,5	0,6	W
Focalizzazione (potenza complessiva)	—	0,9	W
Potenza complessiva	0,5	1,5	W
*Profondità modulazione a 4 MHz**	45	65	%
Sensibilità	280	220	(μA/lumen)
Capacità di uscita	3,5	6,5	pF
*Lag dopo 60 ms***	6,5	9	%

* *Misurata con luce verde*

** *Misurata con luce verde senza luce di polarizzazione*

◄

Fig. 3 - Confronto tra il convenzionale cannone a triodo con crossover del fascio e il nuovo cannone a diodo nel quale il crossover non è più presente. In basso sono riportate le relative curve caratteristiche.

vetro non è la solita ampolla per il mantenimento del vuoto ma diventa anch'esso un elemento funzionale in quanto fa da supporto ai principali elettrodi del cannone. Infatti, oltre al target, che di regola fa parte dell'ampolla, sono stati "adagiati" sul vetro l'elettrodo per la focalizzazione elettrostatica, il collettore e il "mesh" (e cioè l'elettrodo a reticolo che si trova di fronte alla superficie interna del target e che serve a decelerare gli elettroni).

La nuova strutturazione di alcuni elettrodi consente di ottenere tolleranze dimensionali dell'ordine del micron, e di conseguenza, di avere un'ottima "registrazione". Tra gli altri vantaggi segnaliamo inoltre una maggiore stabilità delle caratteristiche e assenza assoluta di microfonicità.

Il catodo, impregnato di materiali speciali, consente di ridurre, a parità di emissione catodica, l'energia richiesta per l'accensione del filamento; la tensione passa da 6,3 V a 9 V, (55 mA).

Il cannone elettronico è un *cannone a diodo*, in quanto la griglia 1 è resa positiva rispetto al catodo (*figura 3*). Il cannone a diodo, (i cannoni convenzionali funzionano a triodo, e cioè con tensione negativa in griglia), permette di eliminare la convergenza del fascio, e di conseguenza il cross-over. Come conseguenza si ha una diminuzione della resistenza differrenziale e della temperatura del fascio, e conseguente riduzione del *lag* (Lag = ritardo nella formazione di una nuova corrente di segnale dopo una rapida variazione di luminosità del target). Ridurre il fenomeno del lag significa poter impiegare target più sottili, e di conseguenza, avere un aumento della profondità di modulazione e della risoluzione "statica".

Per ridurre l'ingombro dell'alimentatore (batterie), la focalizzazione anzichè essere come al solito ottenuta per via magnetica è realizzata per via elettrostatica. L'elettrodo focalizzatore (*figura 2*) è costituito da un sottile strato metallico depositato sulle pareti dell'ampolla del tubo. Questo elettrodo, a cui viene applicata una tensione di circa 30 V, insieme al collettore a 250 V forma una lente *acceleratrice* che con-

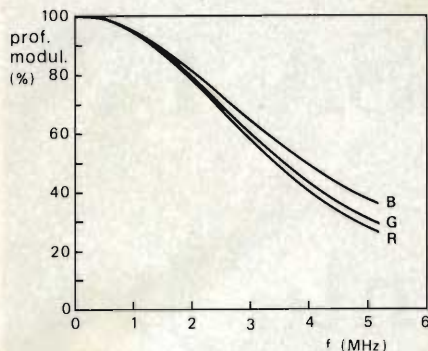



Fig. 4 - Profondità di modulazione in funzione della frequenza per i colori rosso, verde e blu nel Plumbicon 80XQ.

Tabella 2:
Confronto tra telecamere a colori a 3 tubi funzionanti con 80XQ e XQ2427

Tubo	*80XQ*	*XQ2427*	
Lunghezza focale lenti (zoom)	6,5-78	9-108	mm
Apertura obiettivo	f/1,4	f/1,7	
Peso lenti	1,1	1,6	kg
Peso prisma	0,2	0,4	kg
Peso tubo e giogo (x3)	0,2	0,8	kg
Totale	1,5	2,8	kg
Filamento	1,5	1,8	W
Focalizzazione	—	2,7	W
Circuito focalizzazione	—	1,5	W
Totale	1,5	6,0	W
Rapporto segnale/disturbo			
con 600 lux. ρ = 60%, f/2	46,1	50	dB
alla massima apertura	52,3	52,7	dB

sente di ottenere uno spot con diametro ben determinato entro una distanza inferiore a quella richiesta dalle lenti unipotenziali. Questa lente acceleratrice consente non solo di accorciare il tubo ma insieme al cannone a diodo, tende anche a impedire che gli ioni eventualmente presenti possano "avvelenare" il catodo. Anche l'elettrodo del collettore è ottenuto mediante deposizione di un strato metallico sulle pareti dell'ampolla.

La deflessione del fascio ha luogo all'interno del collettore; data la bassa tensione applicata al collettore (250 V), il fascio di elettroni non subirà all'interno del collettore una forte accelerazione, e di conseguenza, l'energia richiesta per la deflessione del fascio risulterà più ridotta.

La parte del collettore rivolta verso il catodo termina con una chiusura a cupola il cui foro centrale tende a diminuire il diametro del fascio, e di conseguenza, mentre costituisce parte della lente acceleratrice, riduce nello stesso tempo al minimo l'aberrazione sferica del fascio con il risultato finale di avere agli angoli del target una definizione pressochè identica a quella che si ha al centro.

C'è da notare inoltre che il mesh, essendo di ridotte dimensioni, è anche molto robusto, e di conseguenza, non soggetto a fenomeni di microfonicità. Questo particolare è molto importante in quanto se la telecamera dovesse contenere un registratore video, il motore e la relativa puleggia di trascinamento del nastro non potrebbero causare fenomeni di microfonicità, e di conseguenza, non potrebbero alterare la qualità dell'immagine.

Il target possiede bassa capacità di uscita. In proposito sarà opportuno fa-

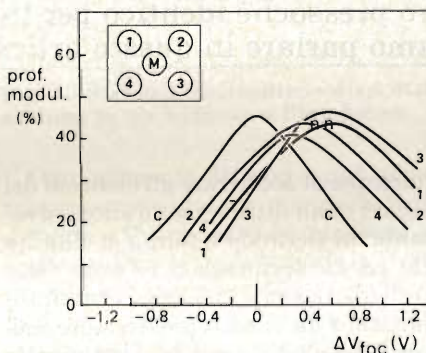



Fig. 5 - Profondità di modulazione al centro e agli angoli del target dell'80XQ a 4 MHz, in funzione della variazione della tensione di focalizzazione. Misurata con luce verde.

re presente che la sensibilità di un tubo da ripresa tende ad aumentare all'aumentare del rapporto segnale/disturbo. Un sistema per aumentare questo rapporto consiste appunto nel ridurre la capacità di uscita del tubo. In questo tubo, la riduzione della capacità di uscita è stata ottenuta diminuendo le dimensioni dello strato conduttivo metallico trasparente sul quale si trova il target. Ciò ha consentito di realizzare un miglioramento di 3 dB nel rapporto segnale/disturbo.

Un'altra novità: il tubo non ha piedini. I collegamenti al collettore, all'elettrodo focalizzatore, alla griglia 1, al catodo e al filamento sono realizzati mediante contatti metallici riportati sulla base del tubo. Questa esecuzione non soltanto rende più corto e più leggero l'insieme giogo di deflessione/tubo ma consente anche di estendere oltre la sua parte terminale, lo schermo in mumetal così da ottenere una schermatura veramente efficace contro i campi magnetici esterni.

Data l'estrema precisione con cui sono realizzati sia l'ampolla che gli elettrodi depositati sulla sua parete interna, questo tubo non ha bisogno di magneti o di bobine di allineamento, per cui tutto l'insieme risulta più semplificato e compatto.

Interessante è la *tabella 1* nella quale sono riportati i dati caratteristici essenziali dei Plumbicon 80XQ e XQ2427. Perciò che riguarda i dati meccanici e quelli dell'alimentazione, decisamente l'80XQ presenta indiscussi vantaggi. Data l'area di scansione più piccola, l'80XQ denuncia una certa perdita di definizione, evidenziata da una più bassa profondità di modulazione a 4 MHz. Impiegato in una telecamera a colori a tre tubi, questa perdita di definizione non si nota.

Nella *tabella 2* sono riportati i dati caratteristici di due telecamere a colori a tre tubi impieganti rispettivamente i Plumbicon 80XQ e XQ2427. Il confronto non è rigoroso in quanto questi due tubi posseggono dimensioni di diagonale e target di differente valore. ■

TUBI DA RIPRESA TV
Principio di funzionamento

a cura di L. Cascianini

Molti sono i tipi di tubi impiegati attualmente nelle telecamere in bianco e nero e a colori: Vidicon, Plumbicon, Newvicon tanto per citare i più usati. Anche le dimensioni assunte sono molto differenziate. Il principio di funzionamento resta però pressochè identico per tutti, ed è di questo che vogliamo parlare in questo articolo.

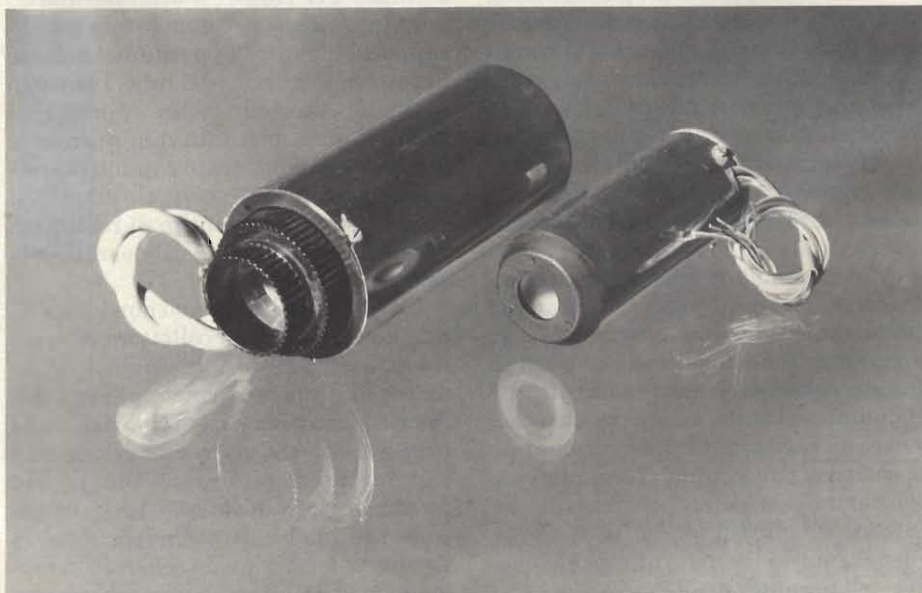
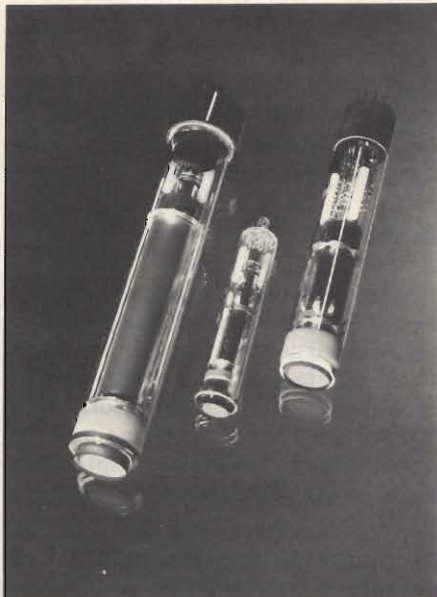
In qualsiasi tubo da ripresa TV, un sistema di lenti (obiettivo) provvede a mettere a fuoco sulla faccia anteriore dello strato fotoconduttore (target), la scena che si vuole riprendere. Lo strato fotoconduttore trasforma l'*immagine ottica* presente sulla faccia anteriore in una corrispondente *immagine elettrica* (formata cioè da cariche elettriche), che si forma sulla faccia posteriore, e cioè sulla faccia che "guarda" il catodo del tubo. L'immagine elettrica viene successivamente analizzata riga su riga da un sottile fascio di elettroni che trasforma le *differenti densità di cariche* contenute in una riga di scansione (corrispondenti alle *differenti intensità luminose* della "riga" dell'immagine ottica) in una riga di segnale video.

Nella *figura 1* è riportata la struttura essenziale di un tubo da ripresa (Vidicon o Plumbicon). La scansione e la focalizzazione del fascio avvengono in questo caso entrambe per via magnetica. Il cannone elettronico s'incarica di produrre il fascio che provvede alla scansione dell'immagine. Il fascio viene focalizzato e deflesso dalle bobine rispettivamente di focalizzazione e di deflessione e può quindi "atterrare" ed analizzare riga su riga lo strato fotoconduttore (target).

Il cannone è formato da un catodo riscaldato in maniera indiretta e da una serie di griglie (g1....g4). La tensione applicata sulla griglia 1 provvede a controllare *l'intensità* della corrente del fascio. La griglia 2 (primo anodo) s'incarica di accelerare gli elettroni del fascio i quali attraversano successivamente un elettrodo a forma di cilindro (g3) ed un sottilissimo reticolo detto mesh (g4); quest'ultimo ha il compito di realizzare un campo deceleratore uniforme, immediatamente davanti alla faccia interna del target.

Le bobine di focalizzazione producono un campo magnetico le cui linee di forza sono dirette in direzione dell'asse del tubo. Questo campo, in combinazione con un adatto valore di tensione applicato alla griglia 3, effettua la focalizzazione del fascio sulla superficie del target. La focalizzazione perfetta del fascio potrà pertanto essere realizzata sia agendo sulla corrente circolante nelle bobine di focalizzazione sia agendo sulla tensione applicata a g3.

Due bobinette, cosiddette di allineamento, producono un campo trasversale, il quale, potendo essere variabile, consente di rendere il cammino del fascio *parallelo* rispetto all'asse longitudinale del tubo con il risultato finale di fare atterrare perpendicolarmente il fascio in tutti i punti della superficie del target.

Due serie di bobine di scansione (ri-

Esempi di gioghi di deflessione e di focalizzazione di tubi per ripresa TV. In questi ultimi tempi la focalizzazione viene realizzata per via elettrostatica.

Alcuni tipi di tubi da ripresa Vidicon e Plumbicon. I Vidicon sono disponibili in diametri da 1 pollice e 2/3 di pollice. I Plumbicon da 1-1/4 di pollice a 2/3 di pollice sono i tubi da ripresa ideali per la televisione a colori.

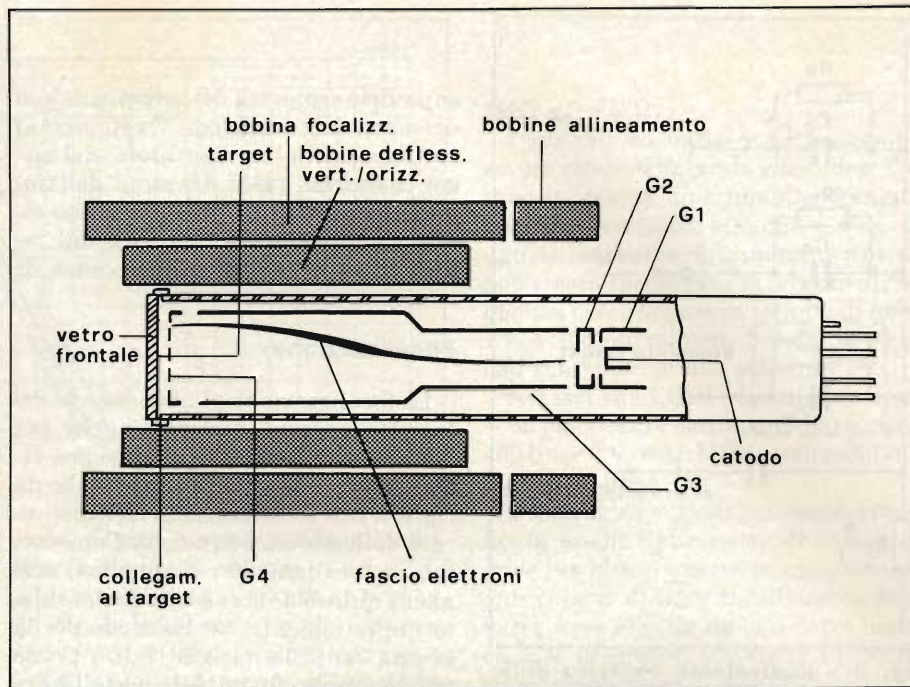



Fig. 1 - Sistema elettrodico e disposizione delle bobine di deflessione e di focalizzazione in un Vidicon o Plumbicon.

spettivamente di riga e di quadro) s'incaricano infine con i loro campi magnetici di deflettere orizzontalmente e verticalmente il fascio in modo da effettuare la scansione riga su riga di tutta la superficie utile del target.

Il target, "cuore" del sistema, è evidenziato in maniera particolareggiata in *figura 2.* Sulla "testa" del tubo oltre ad esso si trovano:

- una parete di vetro con superficie otticamente piatta
- uno strato (film) conduttore, trasparente, depositato sulla parete interna della parete di vetro e collegato elettronicamente con un contatto esterno (elettrodo del segnale)
- un sottilissimo strato di materiale fotoconduttore, è cioè il target, depositato sullo strato metallico conduttore trasparente. Questo materiale fotoconduttore possiede al buio una resistenza elettrica molto elevata la quale tende a diminuire via via che il materiale viene esposto ad un'illuminazione crescente.

Funzionamento

L'elettrodo di contatto esterno (elettrodo del segnale) viene collegato tramite un resistore di carico ad una sorgente di tensione, per es., di 45 V (*figura 3*). Il target può essere immaginato come formato da un gran numero di *elementi* (minuscoli target) corrispondenti al numero degli elementi di cui è formata l'immagine presente sulla sua superficie.

Ogni elemento del target può essere rappresentato da un minuscolo condensatore C_e collegato da una parte all'elettrodo del segnale tramite lo strato conduttore trasparente, e avente in parallelo un resistore R_e; questo resistore si comporta come un resistore LDR (Light Dependent Resistor) in quanto può variare la sua resistività al variare della luce che lo investe.

Quando il target viene esplorato (scansione), gli elettroni del fascio, avvicinandosi ad esso a bassa velocità, continueranno ad "atterrare" nella zona esplorata fino a che essa avrà pressochè raggiunto lo stesso potenziale del catodo. Questo processo viene chiamato *stabilizzazione del potenziale del catodo.* Esso produce una differenza di potenziale ai capi dello strato fotoconduttore, che tende a caricare ogni "condensatore" (C_e) associato ad ogni elemento del target fino a fargli assumere lo stesso valore del potenziale applicato all'elettrodo del segnale.

Quando il materiale fotoconduttore del target si trova in oscurità, si comporta come un materiale isolante, per cui soltanto una piccola frazione della carica dei "condensatori" di cui abbia-

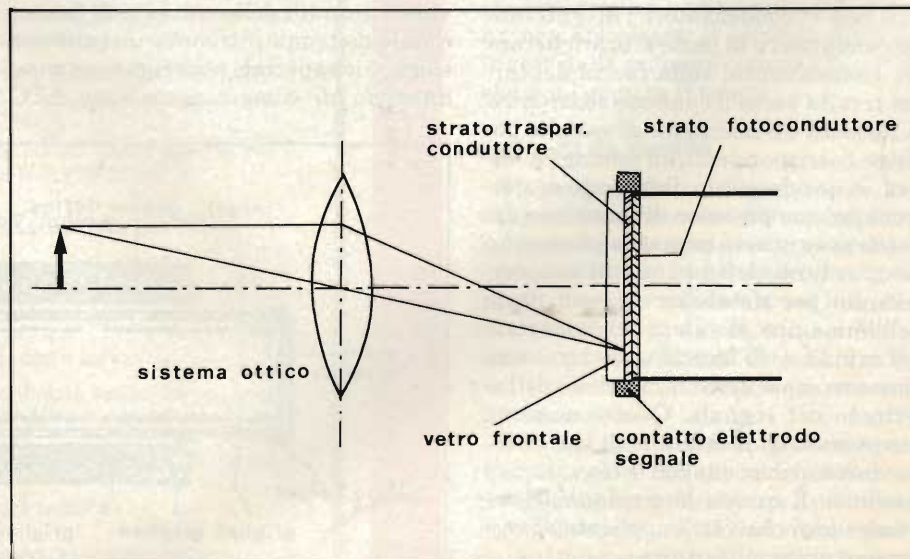



Fig. 2 - Struttura del target. Gli elementi essenziali sono lo strato conduttore metallico trasparente sopra il quale viene formato per diffusione lo strato fotoconduttore (target).

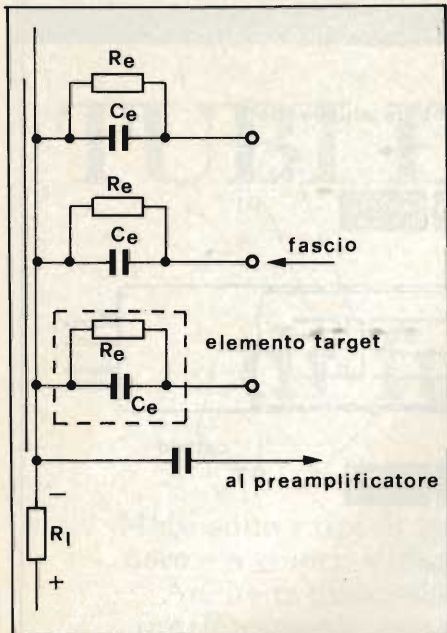



Fig. 3 - Equivalente elettrico dello strato fotoconduttore. Questo può essere pensato come formato da minuscoli elementi (o target) che si comportano come tanti condensatori con in parallelo un resistore LDR, e cioè, un resistore variabile al variare della luce che lo colpisce.

mo immaginato sia formato, sfuggirà via tra una scansione e la successiva. Questo piccolo numero di cariche sfuggite dal target verrà comunque "rimpiazzato" da un uguale numero di cariche (elettroni) fornite dal fascio di elettroni, e la corrente a cui questo ripristino dà luogo costituisce la cosidetta *corrente* in oscurità.

Quando il target viene esposto alla luce, o meglio quando sulla sua superficie viene messa a fuoco un'immagine ottica, gli elementi del target illuminati, e cioè i "condensatori", diventeranno conduttori e in parte si scaricheranno. Conseguenza: sulla faccia del target rivolta verso il cannone elettronico si formerà un'immagine di cariche positive corrispondenti all'immagine ottica. A questo punto, il fascetto di elettroni nel suo processo di scansione depositerà su questa immagine di cariche positive tanti elettroni quanti ne occorreranno per ristabilire in ogni parte dell'immagine, il valore del potenziale del catodo, e ciò facendo, produrrà una corrente capacitiva in direzione dell'elettrodo del segnale. Questa corrente attraversando il resistore di carico R_e, produrrà ai suoi capi un certo valore di tensione. È questa la tensione del *segnale video* che verrà applicata al successivo preamplificatore.

Si dice che un tubo da ripresa è *stabilizzato* quando l'intensità della sua corrente di fascio è tale da riportare la superficie esplorata del target al valore del potenziale del catodo. Quando ciò si verifica, tutti i "condensatori" del target, compresi quelli dei punti dell'immagine molto illuminata, potranno essere completamente *ricaricati* dal fascio di elettroni nel suo processo di scansione.

Focalizzazione

La focalizzazione e la deflessione del fascetto possono avvenire anche per via elettrostatica. In figura 4 si può vedere la struttura interna di un tubo da ripresa con focalizzazione elettrostatica e deflessione magnetica. Come nei tubi a focalizzazione magnetica, così anche qui, abbiamo un catodo riscaldato indirettamente, un elettrodo per la griglia controllo (griglia 1), un primo anodo (griglia 2), un elettrodo cilindrico (griglia 4) e un reticolo fine o mesh (griglia 5).

La griglia 4 è divisa in questo caso in due parti: tra queste viene inserito un elettrodo focalizzatore a bassa tensione (griglia 3) ottenendosi in questo modo una lente optoelettronica.

La focalizzazione elettrostatica ha il vantaggio di richiedere meno energia per il funzionamento del tubo. Non è più presente infatti la bobina di focalizzazione, e di conseguenza non è richiesta alcuna corrente di focalizzazione.

Cannone anticometa

Per far fronte a scene con soggetti molto illuminati, le cui zone del target non potrebbero essere stabilizzate con i valori normali della corrente di fascio, è stato da tempo introdotto un cannone elettronico speciale noto come *cannone anticoda di cometa* o cannone ATC (Anti-Comet-Tail) con riferimento allo strascico di luce che segue sullo schermo di un televisore, un oggetto molto luminoso in movimento.

Cannone a diodo

Normalmente, in un cannone elettronico di un tubo da ripresa, la griglia 1 è negativa rispetto al catodo. Nel cannone a diodo, la griglia 1 è positiva rispetto al catodo. Ciò tende a modificare il fascio e consente di avere una forte "riserva di fascio" nel caso si riprendano scene molto illuminate.

Parametri più importanti dei tubi da ripresa

I parametri più significativi di un tubo da ripresa sono:

1) La sensibilità luminosa

2) La sensibilità radiante

3) La risoluzione

4) Il lag

La sensibilità luminosa (S_L) è una caratteristica molto importante. Viene definita come corrente media di segnale (I_s) prodotta per unità di flusso luminoso, uniformemente distribuito sull'area analizzata (A) del target, e cioè:

$$S_L = \frac{I_s}{AB_{ph}} \quad \text{in } \mu A/\text{lumen}$$

dove B_{ph} è la luminanza dello strato fotoconduttore (in lumen/m²).

La sensibilità radiante (S_r) è la corrente media di segnale prodotta per unità

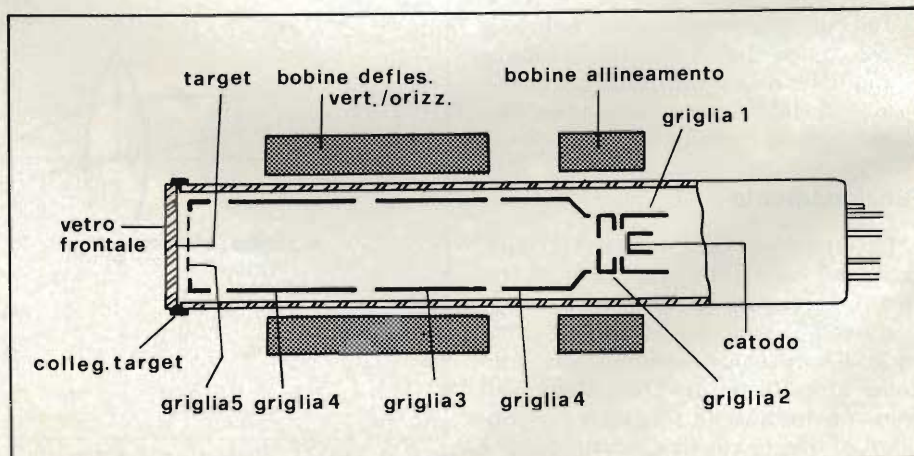
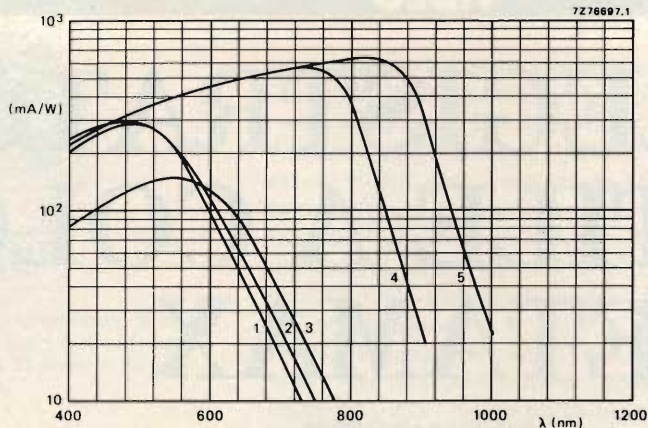



Fig. 4 - Sistema elettrodico e disposizione delle bobine di deflessione in un tubo con focalizzazione elettrostatica.

Fig. 5 - Risposta spettrale di alcuni tubi da ripresa TV. 1 = Per il Plumbicon XQ1073; 2 = per il Vidicon XQ1280; 3 = per il Vidicon XQ1240; 4 = per il Newvicon XQ1274; 5 = per il Newvicon XQ1276

di energia radiante uniformemente distribuita sull'area esplorata del target. L'energia radiante è normalmete espressa in mA/W e, per una data lunghezza d'onda, è legata alla sensibilità luminosa (S_L) dalla relazione:

$$S_r(\lambda) = 0{,}680 \; V(\lambda) \; S_L(\lambda)$$

nella quale V(λ) è la sensibilità spettrale normalizzata dell'occhio alla lunghezza d'onda λ. La funzione V (λ) è definita internazionalmente per via empirica; il suo valore di picco è preso come l'unità e corrisponde alla lunghezza d'onda di 555 nm.

La sensibilità radiante di un tubo varia con la lunghezza d'onda. Le *curve di risposta spettrale* riportate in figura 5 indicano l'andamento di queste variazioni in alcuni tipici tubi da ripresa.

La *risoluzione* di un tubo da ripresa è normalmente espressa in termini di *profondità di modulazione*. Questa è definita dal rapporto (espresso in %) tra le ampiezze del segnale ad onda quadra (misurate su apposito monitore) con frequenza rispettivamente di 5 MHz e 0,5 MHz.

I segnali ad onda quadra possono essere ottenuti facendo riprendere dal tubo in esame un'immagine formata da barre verticali bianche e nere di uguale larghezza. L'immagine ripresa può essere specificata in termini di *frequenza video* oppure in termini di *linee TV*, e cioè, dal numero delle barre verticali contenute in uno schermo TV.

Nel sistema CCIR (riga di scansione = 52 μs), 5 MHz corrispondono a circa 400 linee TV, e 0,5 MHz corrispondono a circa 40 linee TV.

L'immagine ripresa può essere specificata anche dal numero di *coppie di linee per mm* (1_p/mm). In questo caso, una coppia di linee indicherebbe una barra nera seguita da una barra bianca. Ciò premesso, 400 righe TV corrisponderebbero a:

— 15,6 coppie di linee per mm, in un tubo con diagonale di 30 mm (area analizzata » 12,8 mm x 17,1 mm)
— 20,8 coppie di linee per mm, in un tubo da 25 mm, e cioè da un pollice (area analizzata = 9,6 mm x 12,8 mm).
— 30,3 coppie di linee per mm, in un tubo da 17 mm e cioè da 2/3 di pollice (area analizzata 6,6 mm x 8,8 mm)

In un tubo da ripresa esiste sempre un certo *ritardo* nel ripristino di una nuova corrente di segnale a seguito di una variazione rapida di illuminazione del target. È questo il fenomeno del *lag*. In un tubo da ripresa si riscontrano due tipi di lag: il lag *fotoconduttivo* e il lag *di scarica* detto anche *capacitivo*. Il primo è determinato principalmente dalla natura del target; il secondo dipende invece dalla maniera con cui il fascio di elettroni scarica il target.

Vari tubi da ripresa

I principali sono: il Plumbicon, il Vidicon e il Newvicon. La differenza principale tra questi tubi da ripresa è data dal materiale di cui è formato il target. Questo è *ossido di piombo* nel Plumbicon, *trisolfuro di antimonio* nel Vidicon e una mescolanza di *seliniuro di zinco, tellururo di zinco* e *cadmio* nel Newvicon.

Il Plumbicon è il tubo preferito per riprese a colori. Il Vidicon dà prestazioni leggermente inferiori ma è più robusto e più economico. Il Newvicon è molto sensibile specialmente all'infrarosso. Siccome possiede un target molto sottile presenta elevata risoluzione ma anche elevato lag. ■

VIDEOREGISTRATORE PORTATILE A COLORI BETAMAX

a cura della Redazione

È un videoregistratore semiprofessionale, progettato principalmente per lavorare con la telecamera portatile Trinicon. Nonostante le ridotte dimensioni, esso fornisce immagini a colori di elevata qualità (300 righe TV), e consente di realizzare effetti speciali come ricerca oscillante dell'immagine, movimenti rallentati, fermo e ricerca immagine, velocità doppia, ecc., tipici dei videoregistratori professionali.

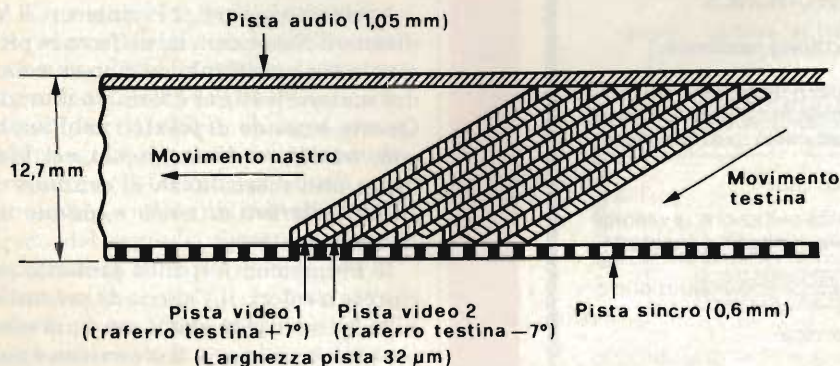



Fig. 1 - Come vengono registrate le piste video sul nastro. Ogni pista è lunga 121,8 mm e contiene 312 1/2 righe. Due piste affiancate contengono i segnali video di 625 righe, e cioè un quadro completo.

Lo sviluppo e la produzione di telecamere portatili richiedevano il parallelo sviluppo e produzione di videoregistratori ultraleggeri e compatti, trasportabili a tracolla dall'operatore della telecamera. *La Sony*, produttrice della telecamera semiprofessionale monotubo a colori HVC-4000P, non poteva quindi non realizzare anche un videoregistratore trasportabile, adatto a registrare le scene riprese dalla telecamera. Il nuovo videoregistratore a colori (SL-F1E) è il più piccolo esistente attualmente sul mercato. Registra le immagini su videocassetta con nastro di appena mezzo pollice (~ 12,7 mm).

Fig. 2 - Tamburo portatestine. È più basso rispetto ai tamburi dei videoregistratori precedenti. Il diametro è rimasto però invariato.

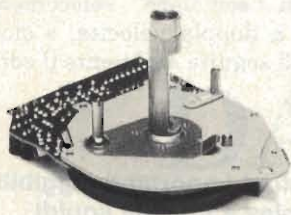



Fig. 3 - Uno dei 5 motori impiegati in questo videoregistratore.

Il sistema Betamax

Il principio di funzionamento è l'ormai noto Betamax (o formato beta), introdotto dalla Sony fino dal 1975. La parola beta significa in giapponese "molto vicino" con riferimento alla localizzazione delle piste video registrate sul nastro che si trovano appunto l'una a ridosso dell'altra, e registrate con differenti angoli d'inclinazione della testina (più precisamente del traferro della testina), come indicato in *fig. 1*.

Altre caratteristiche del sistema Betamax sono: bassa velocità di scorrimento del nastro (18,73 mm/s); ridotta larghezza delle piste video (32 μm): un capello misura 70 μm! Siccome la velocità di registrazione (velocità della testina rispetto al nastro) è 58,3 mm/s e l'angolo della testina è 5°, ciascuna pista trasversale completa (contenente cioè tutte le righe di un semiquadro TV) misurerà 121,8 mm.

Le piste vengono "scritte" da due testine con inclinazione angolare (azimut) di + 7° oppure - 7°. Ai bordi del nastro si trova, da un lato la pista audio (1,0 mm) che può, a sua volta, suddividersi in 2 piste (per registrazioni stereo-bilinque), e dall'altra, la pista per i sincronismi e per i segnali di controllo (0,6 mm).

Oltre a queste caratteristiche comuni a tutti i videoregistratori Betamax, l'SL-F1E deve le sue ridotte dimensioni e l'elevata affidabilità alle seguenti innovazioni:

1) riduzione dell'altezza del tamburo porta-testine (54 mm), esattamente la metà dell'altezza dei tamburi precedenti pur mantenendo invariato il diametro che è rimasto 7,45 cm, lo stesso cioè di tutti i registratori Betamax (*figura 2*). L'aver mantenuto invariato questo diametro significa mantenere su un elevato livello la qualità delle immagini fornite dal videoregistratore.
2) Presenza di 5 motori. Quelli delle bobine e del trascinamento del nastro (capstan), sono molto piatti (*figura 3*); fattore questo che ha contribuito notevolmente alla riduzione delle dimensioni dell'apparecchio.
3) Il nuovo sistema di caricamento ad U (*figura 4*). Rispetto ai sistemi precedenti, il nastro, pur mantenendo tutti i vantaggi operativi, percorre un tratto più breve, avanzando dolcemente senza sollecitazioni, il chè garantisce una maggiore durata e una migliore resa anche dopo un prolungato impiego.

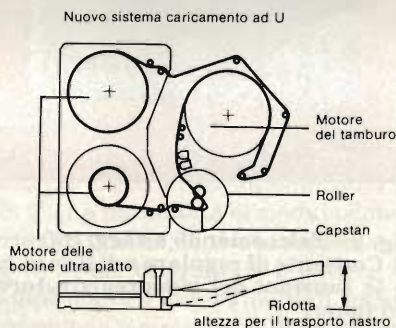



Fig. 4 - Nuovo sistema di caricamento ad U. Il nastro percorre un tratto più breve.

Caratteristiche elettriche

Il videoregistratore fornisce un segnale video in radiofrequenza, (canali UHF da 30 a 39), su una impedenza di 75 Ω sbilanciati. Il segnale video è quello caratteristico del sistema PAL. È previsto anche un segnale video di uscita, non modulato in r.f., avente le stesse caratteristiche di quello fornito dalla telecamera.

Il segnale video prodotto dalla telecamera viene applicato al videoregistratore a mezzo di un connettore a 14 piedini. Il segnale video ha una ampiezza di 1 V da picco a picco su una impedenza di 75 Ω. I segnali di sincronismo sono diretti in senso negativo.

La risoluzione orizzontale a colori è di 260 linee, che diventano 300 nelle immagini in bianco e nero. Il rapporto segnale/disturbo è circa 40 dB per il colore e 43 dB per il bianco e nero.

Il segnale audio perviene al videoregistratore tramite il connettore a 14 piedini collegato alla telecamera. Il segnale audio è prodotto da un microfono incorporato nella telecamera. La banda audio riprodotta va da 50 a 10000 Hz e il rapporto segnale/rumore è circa 40 dB.

Come già accennato, il nastro avanza alla bassa velocità di 18,73 mm/s, e ciò permette con la cassetta Betamax L-830 una registrazione della durata di 3 h e 35 m, la durata di un normale film.

La tensione di alimentazione è 12 V. La capacità della batteria è 1,5 A/h e permette un'ora di registrazione. La potenza assorbita è 8,4 W. È possibile alimentare il registratore anche dalla tensione di rete tramite un apposito adattatore di corrente (ACF-1E) oppu-

Fig. 5 - Localizzazione dei vari comandi del videoregistratore SL-F1E.

re dalla tensione della batteria dell'auto tramite un altro tipo di adattatore (DCC-2500).

Il videoregistratore misura 215 x 80 x 325 mm (larghezza x altezza x profondità), e pesa appena 4,5 kg.

Caratteristiche salienti

Il video registratore SL-F1E, collegato alla telecamera portatile HVC-4000 P, consente di rivedere automaticamente attraverso il mirino della telecamera gli ultimi secondi della registrazione. Per ottenere ciò basta premere il pulsante record/review presente sulla telecamera (figura 5). Successivamente il nastro si ferma in attesa della prossima ripresa. Il passaggio tra le varie riprese è netto, pulito e senza disturbi dato che il registratore è munito di un microcircuito di temporizzazione e di fase.

Oltre a questa caratteristica, importante agli effetti dell'hobbista e dell'amatore, il registratore è dotato anche della ricerca dell'immagine (picture search). In questo caso, basta premere il relativo pulsante, e sarà possibile vedere l'immagine video scorrere velocemente sullo schermo in avanti oppure all'indietro fino alla scena che si vuole rivedere.

Questa prerogativa consente di evidenziare la parte migliore dei film sia quelli girati dall'operatore sia quelli preregistrati sulle cassette Beta.

Una nuova funzione incorporata in questo registratore è quella nota come "swing search" la quale consente di ricercare l'immagine alla velocità normale oppure al rallentatore sia in avanti che indietro. Questa possibilità è molto utile quando si riprendono avvenimenti sportivi. Se la funzione "swing search" non consente di rallentare l'immagine come si desidera, c'è la possibilità di bloccare completamente l'immagine. Se invece interessa rivedere il tutto a velocità elevata, allora esiste la funzione "2 x fast play" che permette di "scivolare" velocemente in avanti, a doppia velocità, e ciononostante di seguire agilmente il contenuto.

Fig. 7 - Telecomando a raggi infrarossi. Consente di regolare a distanza tutte le funzioni del videoregistratore e del tuner.

Indicazioni importanti leggibili sul display a cristalli liquidi

Un display multifunzione (*figura 5*) consente di valutare quanto tempo di registrazione resta ancora da fare; segnala l'eventuale formazione di condensa, indica la direzione del nastro e le condizioni di carica della batteria. Per sostituire la batteria scarica basta premere un pulsante e la batteria viene automaticamente espulsa. Una batteria NP-1 consente come già detto un'ora di registrazione. Per la ricarica è sufficiente un'ora soltanto.

Combinazione videoregistratore-tuner

Oltre alla registrazione di scene riprese dalla temecamera, il videoregistratore può registrare anche normali programmi TV.

Per raggiungere questo secondo scopo, è disponibile il tuner TT-F1E (*figura 6*) che permette di registrare canali VHF (2-12) e UHF (21-58). Il tuner è munito di un timer con programmatore automatico. È possibile pertanto registrare programmi anche se fuori casa, per periodi fino a 2 settimane consecutive. È possibile registrare 9 differenti programmi trasmessi su 9 differenti canali, per una durata complessiva di 3 ore 35 minuti di registrazione. Tutte le funzioni del tuner e del videoregistratore (complessivamente 18) possono essere effettuate anche mediante telecomando a raggi infrarossi (*figura 7*). Il telecomando è alimentato da una batteria da 3 V. ■

Accensione/attesa
Tasto e spia ricarica
Tasto e spia reg. con timer
Selettori dei canali

Fig. 6 - Tuner per la ricezione dei normali canali VHF/UHF TV.

NUOVE TECNOLOGIE PER RIDURRE LE DIMENSIONI DEI TUBI DA RIPRESA TV

di Bernard W. Prasse

L'articolo illustra tubi da ripresa TV a focalizzazione magnetica e deflessione elettrostatica. Vengono evidenziati i vantaggi della deflessione elettrostatica: elevata e uniforme risoluzione, leggero effetto "coda di cometa", buona linearità, ridotte dimensioni ed elevata stabilità meccanica.

Nel settore della produzione dei tubi da ripresa TV (principalmente Vidicon), l'attuale tendenza è di accorciarli ulteriormente non a scapito ovviamente delle prestazioni che attualmente hanno raggiunto standard elevati. Scopo: realizzare telecamere più piccole, meno pesanti più trasportabili e richiedenti batterie di alimentazione sempre meno ingombranti.

Nella *figura 1* si può vedere una versione accorciata del modello Z 7803 (General Electric) da un pollice (≃ 25 mm ∅). La profondità di modulazione è del 75% a 5 MHz, la risoluzione massima in senso orizzontale è 2 MHz, la risoluzione dell'immagine agli angoli corrisponde a circa l'85% di quella che l'immagine presenta al centro dello schermo. L'"effetto cometa" inoltre non è più accentuato di quello riscontrato nei tubi con larghezza normale. Anche i suoi dati tecnici corrispondono a quelli di un tubo normale.

La *figura 2* mostra un tubo accorciato da 5/8 di pollice (≃ 15,63 mm). Questo tubo è munito di un target *al silicio* le cui prestazioni non sono inferiori a quelle del target di un tubo da ripresa convenzionale. Per meglio comprende-

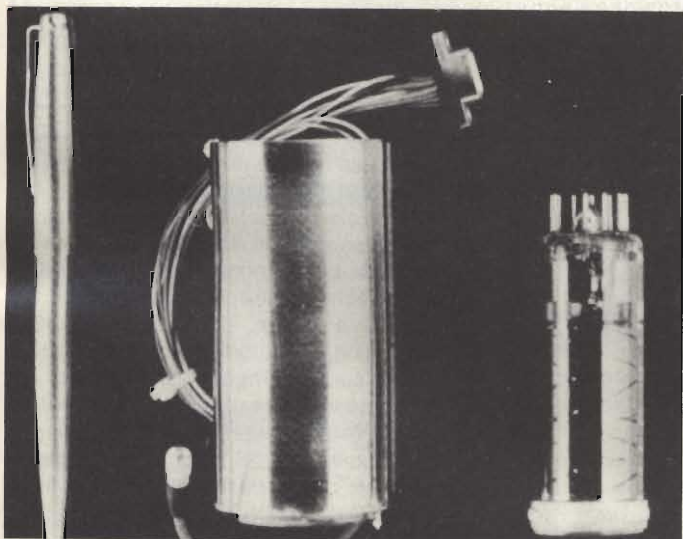



Fig. 1 - Versione accorciata di un tubo da ripresa da 1 pollice (Z 7803 General Electric). La focalizzazione elettrostatica, la deflessione è magnetica.

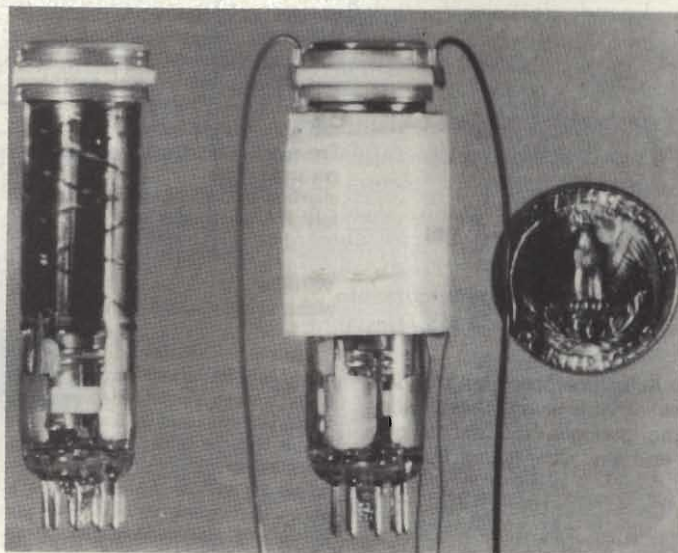



Fig. 2 - Esempio di tubo da ripresa da 5/8 di pollice accorciato, prodotto dalla General Electric.

re quanto tra poco diremo su questi tubi non sarà fuori luogo precisare alcuni concetti.

In un Vidicon, la deflessione del fascio e la sua focalizzazione sulla superficie del target possono essere realizzate entrambe sia per via magnetica che per via elettrostatica. Possiamo quindi avere teoricamente quattro possibilità che trovano una loro effettiva applicazione pratica nei tubi da ripresa comuni. In proposito c'è solo da fare questa precisazione: la focalizzazione magnetica consente di ottenere una risoluzione dell'immagine migliore di quella ottenibile con la focalizzazione elettrostatica.

Vantaggi della deflessione elettrostatica

Abbiamo detto che la deflessione del fascio può essere realizzata anche per via elettrostatica; questa presenta una serie di indiscussi vantaggi rispetto alla deflessione magnetica, e cioè:

— a parità di angolo di deflessione, l'energia richiesta per la formazione di un campo elettrostatico è molto più piccola di quella richiesta per la formazione di un analogo campo magnetico

— l'energia richiesta dalla deflessione elettrostatica è ridotta dato che essa viene in parte recuperata ad ogni processo di scansione.

— la deflessione elettrostatica consente di ottenere sul target (fotocatodo) una focalizzazione uniforme. Ciò è dovuto al fatto che il tempo occorrente agli elettroni per arrivare dall'anodo al target è costante e non dipende dall'angolo di deflessione. In altre parole ciò vuol dire che la componente assiale dell'*accelerazione* degli elettroni rimane costante fino alla superficie del target.

— la deflessione elettrostatica non richiede ovviamente alcuna bobina per cui l'unica bobina, e cioè quella di focalizzazione, potrà assumere dimensioni più ridotte, e di conseguenza richiedere meno corrente.

Lo svantaggio della deflessione elettrostatica è quella di richiedere tensioni di deflessione elevate, dell'ordine dei 200 V. Ciò nonostante, grazie alla loro robustezza meccanica, alle ottime prestazioni e al basso consumo, questi *Vidicon accorciati* stanno introducendosi in settori finora a loro sconosciuti. Accoppiati a tubi intensificatori d'immagini consentono di effettuare riprese in piena notte.

Fig. 3 - Plumbicon con diagonale da 11 mm (Philips)

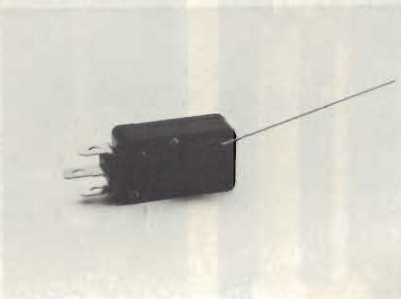
Nuove idee

Finora abbiamo parlato solo di riduzione della lunghezza del tubo e non di riduzione della *superficie* del target. È evidente però che, insistendo sulla riduzione della lunghezza e lasciando inalterate le dimensioni della scansione sul target, si andrà incontro a forti distorsioni del raster dovute al maggiore angolo di deflessione richiesto. Queste distorsioni geometriche si notano specialmente agli angoli. Questo è effettivamente un serio inconveniente. E non è il solo al quale si va incontro, quando si cerca di ridurre le dimensioni del Vidicon. Così, per avere la stessa risoluzione di un tubo di dimensioni normali è evidente che occorrerà diminuire ulteriormente anche il diametro del fascio aumentandone quindi la densità. Questa però non può essere aumentata a piacere dato che essa dipende a sua volta dalla densità di emissione del catodo. D'altra parte, mantenendo inalterata la densità della corrente e il diametro del fascio, e riducendo la superficie del target si va inevitabilmente incontro ad un peggioramento di qualità del segnale video d'uscita (aumenta il rapporto segnale/disturbo) e in definitiva ad uno scadimento della qualità dell'immagine.

Al presente stato dell'arte non è quindi prevedibile un'ulteriore miniaturizzazione del tubo da ripresa, dato che il rumore trae origine, per lo più, dalla capacità dispersa del fotoelemento (target) e dai relativi collegamenti. Bisognerebbe tentare di limitare la superficie del target solo alla sola zona esplorata dal fascio e ridurre al minimo le dimensioni dei terminali dell'elettrodo del target, ed infine montare il primo FET amplificatore immediatamente dietro lo strato fotoconduttore. Solo riuscendo ad introdurre queste modifiche si potrebbe ottenere un'immagine di qualità da un Vidicon di soli 5 mm di diametro! ■

Bibliografia

Funkschau 3/1982 - **Neur Weg zu Kleinen Videoaufnahmeröhren -** Bernard W. Prasse

Microinterruttori a leva rotante

Microinterruttore azionato da una leva rotante.

La leva rotante degli interruttori AHR della National Matsushita ne permette l'impiego su macchine a gettoniera, su confezionatrici, su macchine per il conteggio di piccoli oggetti, in applicazioni domestiche, elettrogiochi, ecc...

La leva rotante, in acciaio lunga 45 mm, aziona il microinterruttore mediante uno speciale meccanismo interno.

Dotato di terminali tipo Taston, l'interruttore è caratterizzato da una portata dei contatti di 5A 250 Vca, da 1.000.000 di operazioni meccaniche e da una vita elettrica di 50.000 operazioni. La resistenza iniziale dei contatti è 50 mΩ mentre la resistenza di isolamento è 10C MΩ a 500 Vcc.

ELCONTROL
Centergross (BO)

EFFETTO "BLOOMING" E "CODA DI COMETA"

a cura della Redazione

Molte volte può succedere che si debbano riprendere scene TV nelle quali sono presenti oggetti luminosi fermi o in movimento aventi un'intensità *più elevata* di tutto il rimanente della scena. Questa situazione si verifica di solito quando si riprendono scene in ambienti scarsamente illuminati. In questi casi, la corrispondente immagine di cariche elettriche prodotte da queste sorgenti molto luminose sulla faccia interna del target del tubo da ripresa (Vidicon o Plumbicon) non riesce ad essere completamente "letta" dal fascio di elettroni durante il suo normale processo di scansione. Più esattamente succede che il fascio di elettroni non riesce a rifornire di tutte le cariche necessarie quel punto più illuminato del target. Questa incompleta "lettura" di oggetti molto luminosi dà luogo a due fenomeni caratteristici che si notano molto bene sullo schermo del televisore: l'effetto cosiddetto "blooming" e l'effetto "comet tailing" o coda di cometa.

Fig. 1 - Cannone elettronico con ACT. In a) fascio elettronico durante la scansione; in b) durante il tempo di ritorno.

L'effetto "blooming", letteralmente effetto "fioritura", è quel fenomeno per cui un oggetto molto luminoso, di determinate dimensioni, appare sullo schermo di un monitor o del televisore con dimensioni *maggiori* di quelle naturali, appare cioè come circondato da una cornice luminosa. L'effetto "comet tailing" cioè effetto "coda di cometa" è invece quello strascico di luce che accompagna sullo schermo TV oggetti molto luminosi che si muovono velocemente sullo schermo.

Questi effetti sono dovuti, come già accennato, al fatto che il fascio di elettroni non riesce a rifornire quei punti luminosi del target con un numero di elettroni pari al numero delle cariche prodotte dal punto luminoso. Il rimedio più ovvio sarebbe quindi quello di aumentare *l'intensità* della corrente del fascio. Aumentare la corrente del fascio significa però ridurre la risoluzione e aumentare il lag (il lag è il ritardo nella formazione di una nuova corrente di segnale dopo una rapida variazione di luminosità del target).

ACT e DBC: due soluzioni per un problema

Il problema della riproduzione fedele di oggetti molto luminosi presenti sulla scena da riprendere è stato risolto in due maniere. La prima soluzione è stata trovata dieci anni fa, ed è fornita da un cannone particolare anticometa, detto anche *cannone ACT* (ACT = Anti-Comet-Tail), il cui principio di funzionamento si può vedere in *figura 1.* Il cannone ACT neutralizza le sorgenti luminose della scena aumentando l'intensità della corrente soltanto durante il tempo di ritorno e "leggendo" poi alla solita maniera le altre parti della scena (costituita da un'immagine di cariche). I cannoni ACT sono attualmente impiegati in molti tipi di Plumbicon da 25 o da 30 mm.

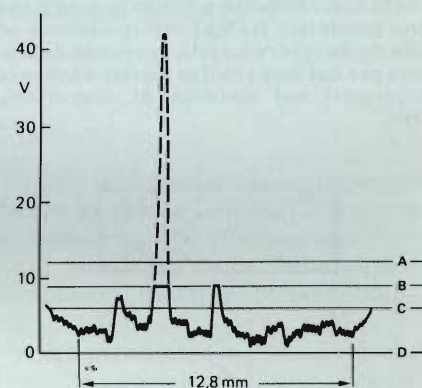



Fig. 2 - Variazione della tensione V sulla superficie del target di un Plumbicon. Per poter "leggere" il punto molto luminoso durante il tempo di ritorno, il cannone ACT incrementa la corrente di fascio aumentando la tensione Vg1 ed abbassando la tensione Vg3. Per impedire che durante il ritorno venga "letta" tutta l'immagine elettrica, il sistema aumenta anche la tensione applicata al catodo A = massimo livello del segnale stabilito dalla corrente del fascio durante la lettura; B = tensione sul catodo durante il ritorno; C = livello di picco del bianco, D = tensione sul catodo durante la lettura.

La seconda e più recente soluzione di questo problema è data dal cosidetto *controllo dinamico del fascio DBC* (DBC = Dinamyc Beam Control), noto anche con la sigla CTS (CTS =Comet-Tail-Suppression). Questo sistema prevede l'aumento della corrente del fascio *soltanto* durante la fase di scansione e non durante il tempo di ritorno; inoltre, l'aumento del fascio avviene solo quando questo incontra

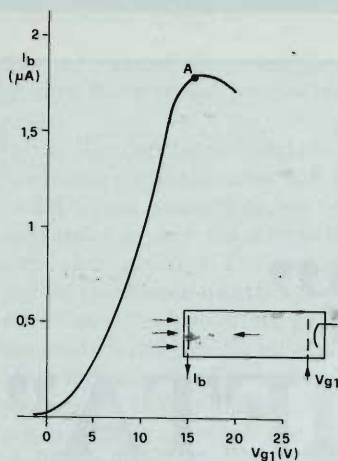



Fig. 3 - Corrente di fascio I_b in un Plumbicon con cannone a diodo (misurata con un target fortemente illuminato) in funzione della tensione di griglia Vg1. I tubi con cannone a diodo posseggono una pendenza I_b/Vg1 molto elevata ed una forte riserva della corrente del fascio per cui sono molto adatti ad essere impiegati nel sistema di correzione DBC.

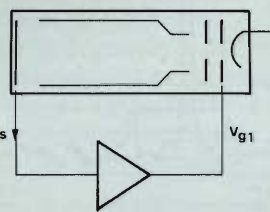



Fig. 4 - Nel sistema DBC la corrente di fascio I_b durante la scansione tende ad aumentare soltanto quando incontra un punto molto luminoso. Il sistema impiega un anello di reazione che risponde ai rapidi aumenti della corrente del segnale I_s con un aumento di Vg1, e di conseguenza di I_b.

nel processo di scansione, un punto della scena fortemente illuminato.

Le ampie escursioni nella corrente di fascio richieste dal sistema DBC limitano il suo impiego ai soli tubi da ripresa aventi una notevole riserva di fascio. La nuova serie di Plumbicon con cannone a diodo, curva caratteristica con pendenza elevata (*figura 3*) e notevole riserva di corrente di fascio sono ideali per lavorare con il sistema di correzione DBC.

Principio di funzionamento del sistema di correzione DBC

È riportato schematicamente nella *figura 4.* La corrente del segnale I_s (segnale video) varia durante la scansione del fascio a seconda del numero maggiore o minore di cariche che il fascio deve neutralizzare, o più semplicemente, varia in base all'intensità luminosa della scena da riprendere. Quando il fascio incontra un punto molto luminoso della scena, il corrispondente aumento di I_s viene rilevato da un anello di reazione il quale fa aumentare la tensione sulla griglia 1, e di conseguenza anche la corrente di fascio, con il risultato finale che quest'ultima sarà allora in grado di effettuare la "lettura" completa del punto luminoso. L'elevata pendenza della curva caratteristica del cannone a diodo(*figura 3*) oltre a consentire di avere quella notevole riserva di corrente di fascio richiesta dal sistema DBC tenderà anche a ridurre il rischio di eventuali oscillazioni che potrebbero instaurarsi nell'anello di reazione.

Il sistema DBC lavora con valori di corrente al disotto del tetto di saturazione (punto A in *figura 3*). La figura 5 illustra più in particolare, il funzionamento del sistema di correzione DBC. Il segnale video proveniente dal preamplificatore viene applicato contemporaneamente all'amplificatore video e ad un circuito-soglia T il quale provvede a confrontare il valore momentaneo del segnale con un valore prefissato che definisce la soglia dell'intensità luminosa. I segnali che superano questa soglia vengono inoltrati all'amplificatore DBC, e di conseguenza, alla griglia controllo g1.

Fig. 5 - Schema a blocchi di un tipico sistema DBC. T = circuito di soglia; L è lo stadio limitatore V_{g1W} è la tensione di griglia normale di lavoro del tubo.

Fig. 6 - Tre differenti sistemi di applicazione del sistema DBC in una telecamera a colori a tre tubi.

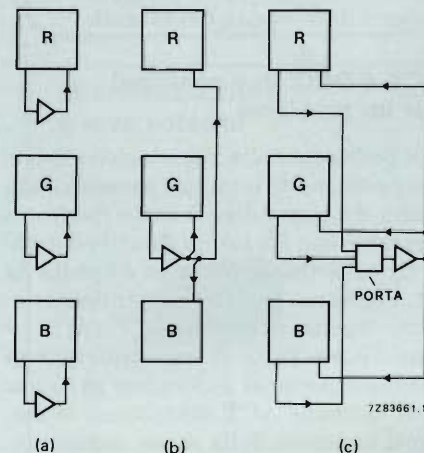
Il sistema DBC nelle telecamere a colori

La *figura 6*, indica tre modi con i quali il sistema DBC può essere incorporato in una telecamera a colori. La disposizione riportata in figura 6a richiede tre sistemi DBC separati in quanto ciascun tubo è controllato in modo indipendente. In *figura 6b*, un unico sistema DBC nel canale del verde provvede a controllare tutti e tre i tubi da ripresa della telecamera.

Questo sistema ha l'inconveniente di non rispondere alle elevate intensità luminose del rosso e del blu.

La figura 6c elimina questo inconveniente impiegando un unico amplificatore BDC che riceve i segnali dei punti molto luminosi provenienti da ciascun canale tramite un circuito porta.

Confronto tra il sistema ACT e il sistema DBC

Il cannone ACT neutralizzando i punti luminosi durante la fase di ritorno del fascio, blocca ampie escursioni di tensione durante la scansione per gli effetti blooming e "coda di cometa" sono ridotti al minimo. Al contrario, nel sistema DBC i punti molto luminosi producono ampie escursioni di tensione; ciò nonostante, l'elevata corrente di fascio che esso produce riduce considerevolmente i due suddetti inconvenienti. Il sistema ACT richiede una circuiteria più complessa del sistema DBC, ed inoltre può dar luogo in corrispondenza dei punti luminosi, a valori di corrente fino a 50 µA che vengono naturalmente applicate al preamplificatore video durante il ritorno. Nel sistema DBC in corrispondenza di analoghi elevati punti luminosi, le correnti in gioco sono dell'ordine da 2 a 3 µA. Infine, rispetto al sistema ACT, il sistema DBC richiede meno potenza e questo è un punto importante a suo favore in vista della realizzazione di telecamere portatili. ■

PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI STRIPLINE

di Konrad Hupfer/ing. Prelz. - seconda parte

I principi teorici che stanno alla base del funzionamento delle stripline sono stati illustrati nella prima parte. Qui si danno suggerimenti per la loro pratica attuazione con particolare riguardo agli accorgimenti da adottare nel disegnare il profilo dei conduttori. Si danno infine alcuni esempi di realizzazioni pratiche.

Chi si proponga di progettare delle stripline asimmetriche destinate a circuiti di elevato livello, come possono essere per esempio i risonatori, avrà tutto l'interesse a conoscere l'influenza delle perdite per irradiazione α_R, che finora sono state trascurate. *Belohoubek* e *Denlinger* [5], basandosi sui lavoro di *Levin* [4], hanno svolto indagini approfondite sulle perdite totali nei circuiti a stripline risonanti in $\lambda/4$ (*figura 8*). Il progettista dovrà scegliere l'impedenza caratteristica più adatta per ottenere il massimo Q nel circuito oscillante. In *figura 9* appaiono, sotto forma di curve di Q per risonatori in $\lambda/4$, i risultati delle ricerche effettuate sull'argomento delle perdite nel rame, nel dielettrico e per irradiazione. Si può vedere per esempio che, ad un'impedenza caratteristica di circa 70 Ω, sarà possibile ottenere un Q complessivo di 350, con uno spessore del substrato pari a 0,8 mm (f = 1 GHz; ε_r = 2,35).

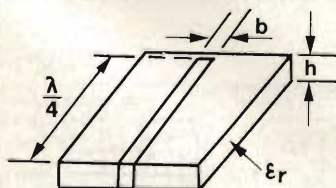



Fig. 8 - Circuito risonante in $\lambda/4$ nella configurazione a stripline: b = larghezza del conduttore, h = spessore del substrato, ε_r = costante dielettrica del substrato.

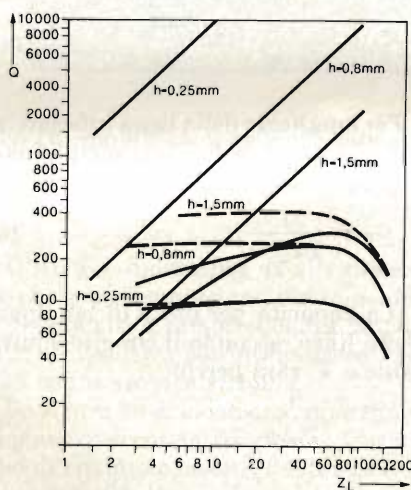



Fig. 9 - Rappresentazione del Q del circuito risonante in $\lambda/4$ nella configurazione stripline, in funzione dell'impedenza caratteristica Z_L e dello spessore del substrato h.
Linea continua nera: Qr derivato dalla perdita per irradiazione α_R; linea tratteggiata nera: Q_o derivato dalle perdite nel rame e nel dielettrico ($\alpha_C + \alpha_D$); Linea blu: Q_{totale} che deriva dal totale delle perdite $\alpha_R + \alpha_C + \alpha_D$.

Si è già detto nell'articolo precedente che con la tecnica delle stripline si possono ottenere, oltre alle linee con impedenza adattata, anche induttanze e condensatori dotati di eccellente stabilità.

Se ora prendiamo in considerazione il circuito equivalente di una linea (*figura 10*), che abbia l'impedenza caratteristica Z_L, l'induttanza per unità di lunghezza di un circuito a π sarà definita dalla seguente formula:

$$L_\pi = \frac{Z_L}{\omega} \sin \frac{\omega l}{v} \qquad 10)$$

Se l'induttanza sarà indipendente dalla frequenza ($l \leqslant \lambda/8$), la formula sarà:

$$L_\pi = \frac{Z_L \cdot l}{v} = \frac{Z_0 \cdot l}{c}, \qquad 11)$$

dove i simboli hanno i seguenti significati:

l = Lunghezza della linea
V = Velocità di fase
Z_o = Impedenza caratteristica per ε_r = 1
c = Velocità di fase nel vuoto

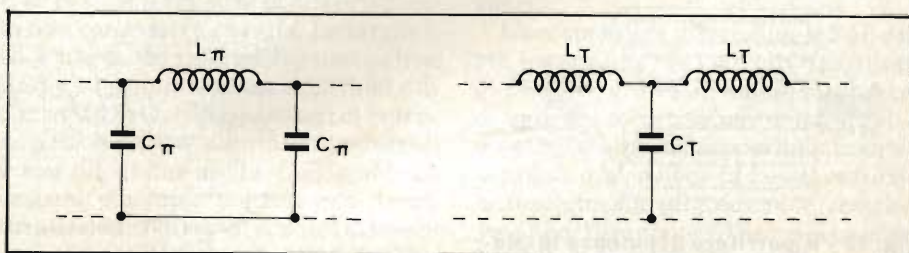



Fig. 10 - I circuiti equivalenti a π ed a T.

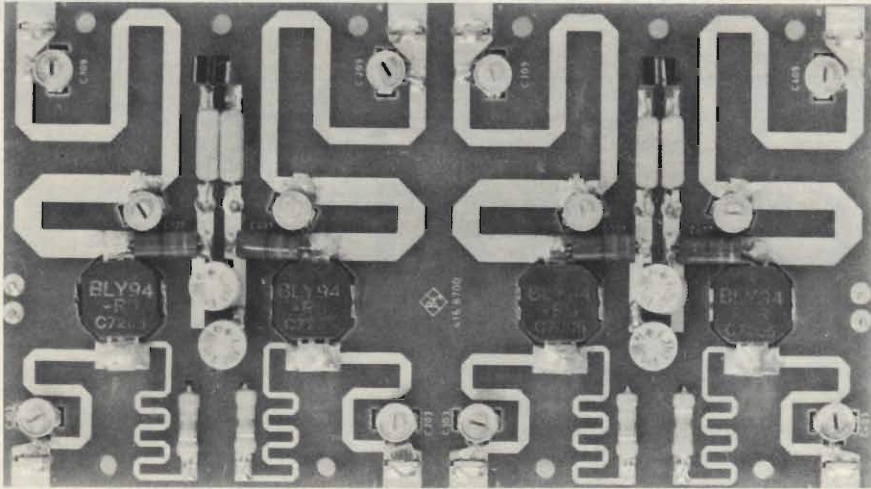



Fig. 11 - Esempio di tecnologia ibrida; modulo amplificatore VHF da 200 W.

$$(v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{r_{eff}}}}) \qquad 12)$$

Si può osservare che L dipende soltanto da Z_0 ossia dalle dimensioni b/h del sistema a striscia.

Se invece ci si riferisce al circuito equivalente a T della linea, l'induttanza sarà:

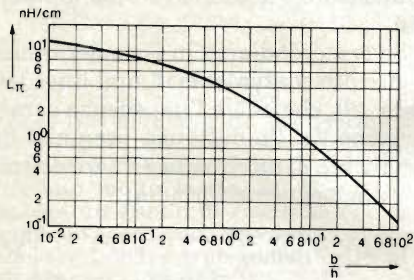



Fig. 12 - Nomogramma per la determinazione rapida dell'induttanza di una stripline.

Fig. 13 - Ripartitore di potenza in configurazione stripline (secondo Wilkinson).

$$L_T \approx \frac{Z_L \cdot l}{2v} = \frac{Z_0 \cdot l}{2c} \qquad 13)$$

La capacità equivalente $C\pi$ nella configurazione a π sarà:

$$C_\pi = \frac{1}{Z_L \cdot \omega} \cdot \tan \frac{\omega l}{2v} \qquad 14)$$

Per lunghezze della linea inferiori od uguali a $\lambda/8$, la formula si semplificherà:

$$C_\pi \approx \frac{l}{2 Z_L \cdot v} \qquad 15)$$

La capacità per unità di lunghezza della linea, secondo il circuito equivalente a T, sarà perciò:

$$C_T \sim \frac{l}{Z_L \cdot v} \qquad 16)$$

Osservando le formule dell'induttanza e della capacità, risulterà evidente l'opportunità di scegliere impedenze caratteristiche elevate ($Z_L > 80\ \Omega$) se si vogliono ottenere induttanze di effetto apprezzabile; in questo caso, le capacità in parallelo per il circuito equivalente a π ($C\pi$) avranno un valore trascurabile. Nel circuito equivalente a T si ottengono delle capacità C_T apprezzabili con piccoli valori delle induttanze in serie L_T, scegliendo per le linee una bassa impedenza ($Z_L \sim 10\ \Omega$).

I progettisti di circuiti per frequenze di 500 MHz al massimo (per esempio circuiti di adattamento per amplificatori a transistori) ricorrono spesso alle tecniche stripline.

Si tratta infatti di un mezzo molto comodo per introdurre induttanze e linee adattate. Per quanto riguarda invece i condensatori, si preferiscono i chip e le strutture multistrato perchè si tratta di forme più compatte e più "concentrate" rispetto ai condensatori ricavati con la tecnica stripline. Si tratta della tecnica cosiddetta "ibrida" (*figura 11*).

L'induttanza e la capacità necessarie al progetto, devono essere calcolate a partire dalle dimensioni della stripline (b/h) e dalla costante dielettrica ε_r. Per il calcolo di $L\pi$ e di C_T esiste un metodo descritto da Clemm [6]:

$$L_\pi = 197.5 \ln\left\{1 + \frac{6.28}{b/h}\left[1 + 0.27 \tanh^2\left(\frac{1.4}{b/h}\right)\right]\right\}\left[\frac{nH}{cm}\right].$$

Fig. 14 - Schema ed aspetto esterno di un amplificatore UHF da 30 W in configurazione stripline.

$$C_T = \frac{56.22 \cdot \varepsilon_r}{\ln\left\{1 + \frac{6.28}{b/h}\left[1 + 0.27 \tanh^2\left(\frac{1.4}{b/h}\right)\right]\right\}} \quad \left[\frac{pF}{m}\right]$$

L'andamento di L_π rispetto al rapporto b/h, rappresentato nella curva di *figura 12*, permette di determinare rapidamente il valore dell'induttanza di una stripline.

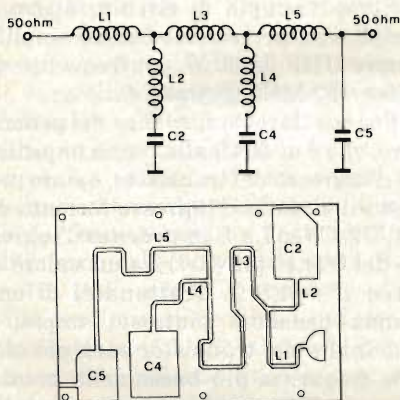



Fig. 15 - Schema e realizzazione pratica di un filtro armonico per trasmettitore VHF.

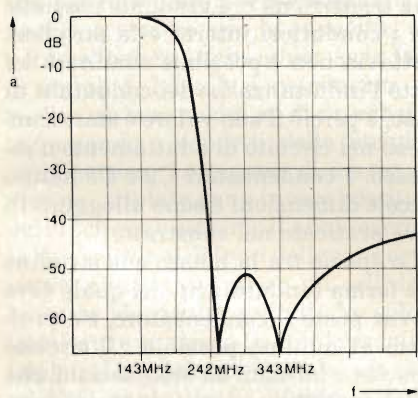



Fig. 16 - Caratteristica di attenuazione del filtro di figura 15.

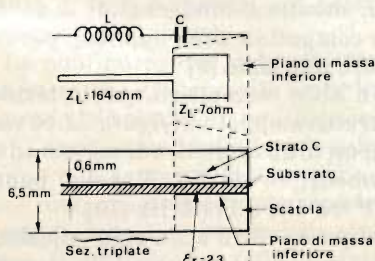



Fig. 17 - Progetto stripline di un filtro armonico a circuito stampato.

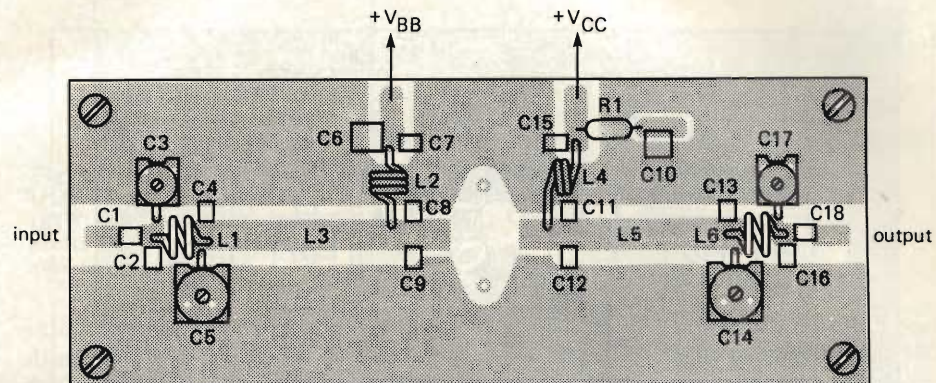
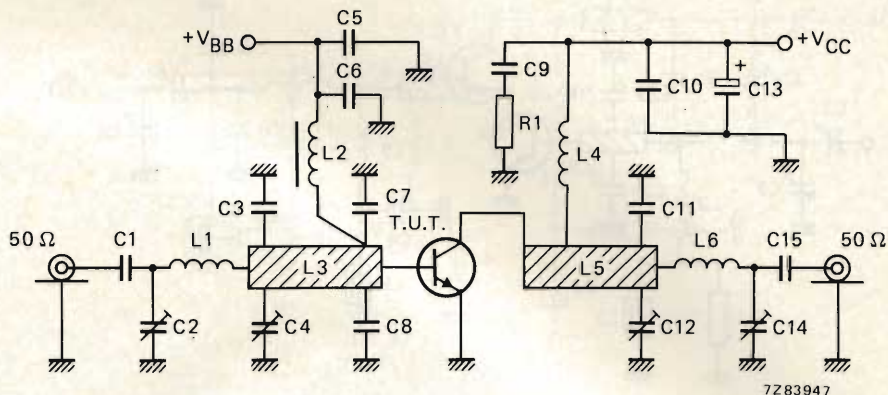



Fig. 18 - Amplificatore a larga banda (170 - 230 MHz) con due transistori BLV33F. a) Circuito elettrico; b) Sua realizzazione in stripline (a richiesta possiamo fornire il progetto completo di questo amplificatore).

Oltre alle induttanze ed alle capacità, che sono i componenti fondamentali dei circuiti a radiofrequenza, anche altri componenti potranno essere ottenuti con la tecnica stripline.

La *figura 13* ci mostra un ripartitore di potenza secondo Wilkinson. Questo tipo di circuito consiste, nella sua versione più semplice, in due linee stampate di lunghezza λ/4, che hanno, per esempio, la forma a meandri e che terminano nella resistenza di bilanciamento R_A. Le impedenze caratteristiche dei due trasformatori in λ/4 sono progettate in modo da trasformare i 50 Ω che si presentano in B e C nei 100 Ω del punto A. Il collegamento in parallelo, che avviene nel punto A, ristabilisce l'impedenza di 50 Ω. Quando il ripartitore si affaccia su carichi equilibrati in B ed in C, la resistenza di bilanciamento non consumerà energia. La larghezza di banda del ripartitore è pari a circa il 25%, e l'isolamento tra i due rami è di circa 20 dB. Questi ripartitori di potenza possono essere naturalmnte costruiti con più di due uscite. Collegando in cascata più linee λ/4 con impedenza caratteristica diversa, si potrà ottenere un aumento della larghezza di banda.

I punti in cui la stripline cambia direzione formano delle discontinuità nell'andamento della capacità lungo la linea, che altrimenti avrebbe un corso omogeneo. Per compensare almeno in parte gli effetti di questo fenomeno, gli angoli hanno i caratteristici smussi obliqui.

Per evitare che ci siano accoppiamenti indesiderati tra linee che hanno percorsi adiacenti, la distanza tra queste deve essere di circa 3b per $Z_L \leqslant 60\,\Omega$ e di almeno 5 ..... 10b per $Z_L \geqslant 70\,\Omega$.

Il progettista dovrà comunque decidere quale sia il grado di accoppiamento ammesso e di conseguenza se il circuito dovrà essere ad alta oppure a bassa impedenza. Nel prendere una decisione si dovrà tenere conto dell'attuale tendenza alla miniaturizzazione, che non lascia troppa libertà nell'uso degli spazi.

L'accoppiatore direzionale a 3 dB è il più importante tra i circuiti ripartitori di potenza, grazie all'ampia larghezza di banda. La costruzione di questo elemento si è dimostrata possibile, mantenendo le dimensioni ed i costi entro limiti accettabili, proprio con le tecniche stripline. Per ottenere l'accoppiamento necessario tra le due linee principali, si regolano in modo opportuno lo spesso-

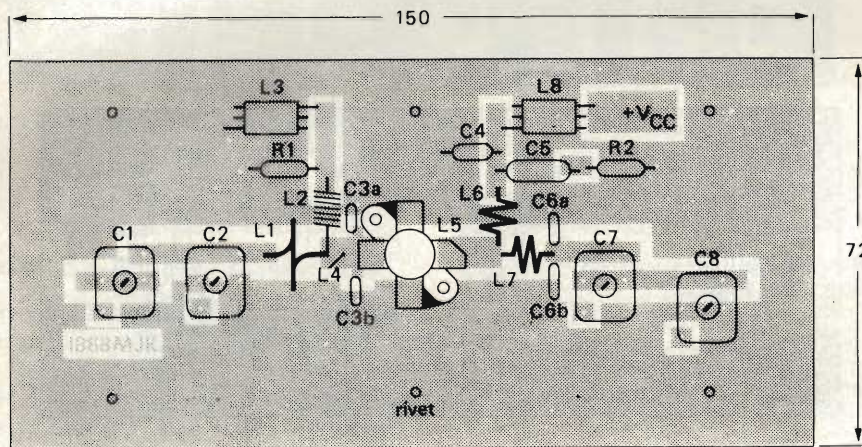
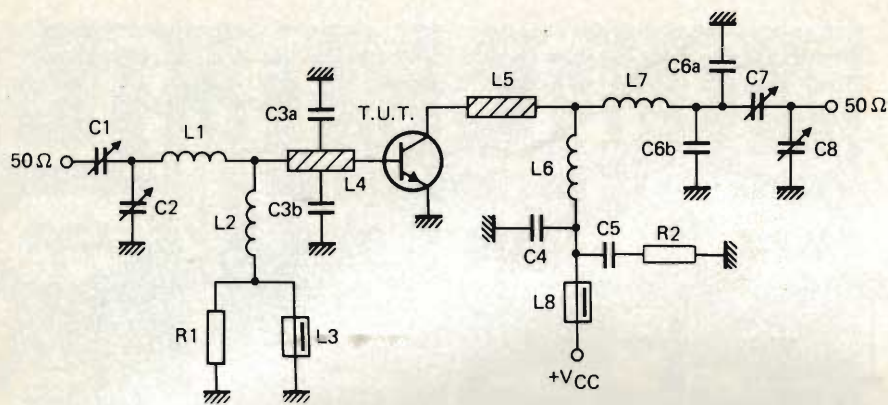



Fig. 19 - Amplificatore a 175 MHz con BLW 85. Sopra: circuito elettrico. Sotto: sua realizzazione in stripline.

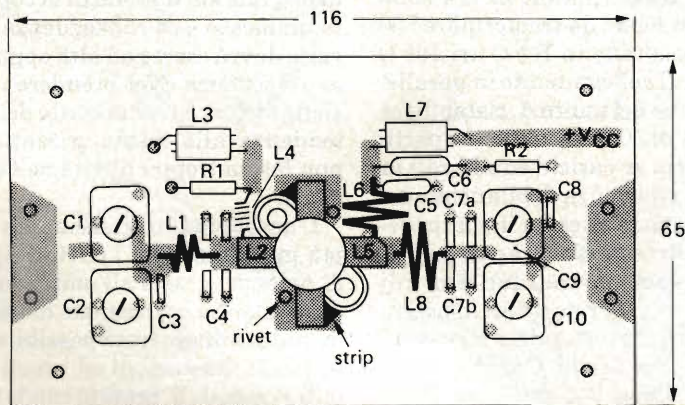
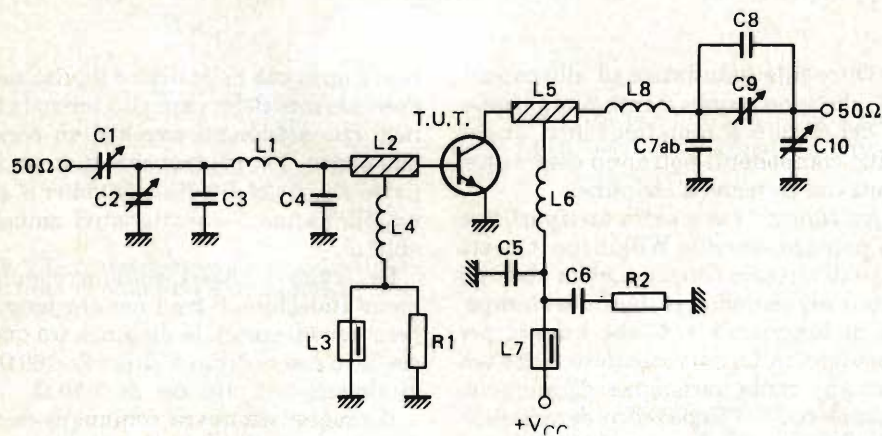



Fig. 20 - Amplificatore RF a 87,5 MHz con BLW 77. Sopra: circuito elettrico. Sotto: sua realizzazione in stripline.

re del substrato e la larghezza del conduttore. I risultati ottenuti sono un'attenuazione di accoppiamento pari a 20 dB ed una perdita di inserzione limitata a 0,3 dB. La geometria della stripline si calcola usando il procedimento contenuto nel testo citato al punto [8] della bibliografia, con riferimento alla struttura triplate.

Qualche realizzazione pratica

Come esempio di circuito attivo a stripline, descriveremo ora un amplificatore UHF da 30 W, per frequenze da 225 a 400 MHz (*figura 14*).

Per adattare l'impedenza del generatore, che è di 50 Ω, alla bassa impedenza d'ingresso del transistor, è stato previsto il circuito d'ingresso formato da L1, C2, C3 ed L_B. L'impedenza d'ingresso del transistor (R_{BE}) ha un valore di circa 1 + j1,5 Ω. Trattandosi di una banda passante piuttosto ampia, il guadagno del transistor sarà più alto alle frequenze più basse della banda: questo effetto sarà compensato dalla caratteristica del filtro d'ingresso, che presenta una trasmissione migliore per le frequenze più alte.

I terminali d'uscita del transistor hanno una forma tale da permettere una transizione più graduale possibile tra i conduttori interni e la stripline. Tuttavia non è possibile eliminare del tutto l'induttanza L_B dei conduttori di base, e perciò il suo valore è stato compreso nel circuito di adattamento d'ingresso. I condensatori C2 e C3 hanno piccole dimensioni e sono alloggiati in cave praticate nel substrato.

Lo spazio tra la massa e la stripline che forma l'induttanza, nel quale deve trovar posto il condensatore, è così ridotto al minimo possibile. Il circuito d'uscita è formato da sette sezioni, che forniscono l'impedenza di carico complessa che occorre al transistor di potenza. Anche questa parte del circuito ha una configurazione ibrida: le induttanze sono ricavate dalle piste conduttrici, mentre i condensatori sono del tipo compatto e sono applicati per saldatura alle piste [9].

Un altro esempio di questa tecnica costruttiva appare in *figura 15*. Si tratta di un filtro armonico destinato ad un trasmettitore da 50 W nella banda VHF tra 100 e 144 MHz [10].

In questo filtro sono stati calcolati i valori delle induttanze e delle capacità in funzione dell'attenuazione che dovranno subire le armoniche. I calcoli si

basano su sistemi convenzionali, ossia sull'impiego di un catalogo di filtri, completato da un sistema di ottimizzazione (che potrà essere per esempio il programma COMPAC). Il passo successivo della progettazione è di adattare i risultati del calcolo alle soluzioni caratteristiche della tecnica stripline. In questo esempio vediamo che sia le induttanze che le capacità sono ricavate dallo strato conduttore. Intuitivamente, le induttanze saranno le piste lunghe e strette, mentre le capacità saranno le piastre di ampia superficie, che avranno la massa come seconda armatura. In questo modo si otterranno parecchi vantaggi: minor tempo di costruzione e di collaudo, maggior stabilità e riproducibilità del circuito, eccetera. Le perdite nei componenti dovranno essere ridotte al minimo, in modo da rendere minima l'attenuazione all'interno della banda passante (figura 16). Allo scopo, la scelta è caduta sulla configurazione triplate ad alto Q. Le induttanze L1, L2, L3, L4 ed L5 sono realizzate mediante linee ad elevata impedenza (circa 150 Ω) mentre le capacità C2, C4 e C5 sono delle linee a bassa impedenza (circa 10 Ω).

La forma triplata ad alto Q è proprio quello che ci vuole per avere un'impedenza caratteristica molto alta: solo che per fare questo occorrerebbero superfici eccessive per le capacità, che perderebberero anche qualcosa in fatto di stabilità. La soluzione consiste nel realizzare le capacità su di un substrato, secondo i concetti della stripline asimmetrica. Le piastre di massa del sistema triplate sono invece costituite dallo schermo esterno, il quale esercita la sua azione al di fuori delle zone capacitive, che stanno verso gli orli della basetta. Ne risulta quindi che solo le induttanze saranno in configurazione triplate, beneficiando dell'elevato valore di Q garantito da questo sistema. Invece le capacità si avvalgono del dielettrico del substrato con le due armature che corrispondono alle metallizzazioni delle due facce: in questo modo si godrà di tutti i vantaggi di basso ingombro e di stabilità.

La configurazione delle induttanze permette di ottenere alte impedenze, tuttavia le capacità in parallelo secondo il circuito equivalente a π, non saranno più trascurabili, e dovranno essere compensate mediante piccole variazioni della lunghezza delle singole linee. Il substrato è in teflon rinforzato da fibre di vetro, spesso circa 0,6 mm. Il tutto è racchiuso in una scatoletta di

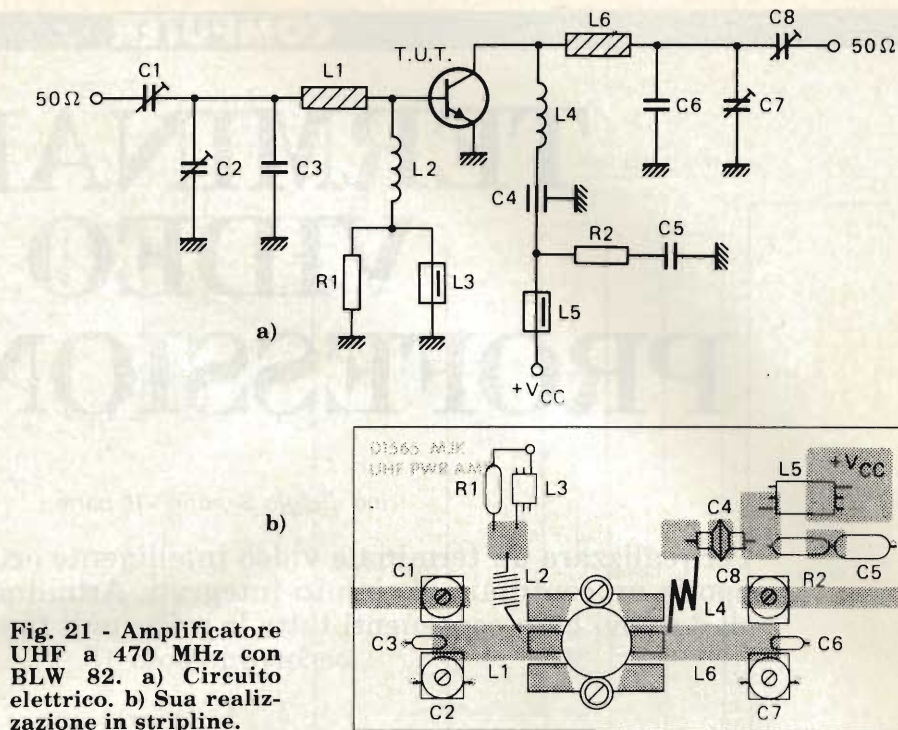



Fig. 21 - Amplificatore UHF a 470 MHz con BLW 82. a) Circuito elettrico. b) Sua realizzazione in stripline.

ottone argentato che forma l'armatura di massa del triplate. La distanza uniforme tra schermo esterno e basetta è garantita da distanziali in materiale plastico a basse perdite. In questo modo si otterrà una configurazione triplate priva di discontinuità.

Parliamo ora delle ultime novità in questo settore. Negli ultimi anni è stato messo a punto un sistema di metallizzazione chimica (CMS), che ha permesso ai progettisti di godere contemporaneamente dei vantaggi della tecnica a film spesso e di quella a film sottile [11]. Questi strati metallici hanno una resistività molto ridotta. Si è potuto così ottenere un Q a circuito aperto di 550 (valore teorico 560.), nel corso di esperimenti effettuati presso la AEG-Telefunken. Tali esperimenti riguardavano un risonatore ad anello da 10 GHz: i conduttori erano stati lucidati e la loro sezione era stata sagomata secondo i dati di Wiesbeck (vedi la prima parte di questo articolo); Si noti che le tecniche convenzionali a film sottile permettono di raggiungere un Q di solo 410.

Konrad Hupfer

(News from Rohde/Schwarz 93)

Bibliografia:

4) L. Levin: **L'irradiazione da parte delle discontinuità delle stripline**. Inst. Elec. Eng. Monograph 1358E, pagine 163 - 170 Febbraio 1960.

5) E. Belohoubek, E. Denlinger. **Studi sulle perdite nei risonatori a microstriscia**. IEEE Trans. on microwave theory and techniques, Giugno 1975.

6) H. L. Clemm: **Capacità ed induttanze nei conduttori a striscia asimmetrici**. Frequenz 22 (1968) N° 7, pagine 196 - 201.

7) **Sviluppo degli elementi e dei gruppi funzionali nella tecnica delle microstrisce**. Indagini effettuate dal ministero per la ricerca e la tecnologia della Germania Federale. Rapporto finale NT 400, parte b; 20 febbraio 1975.

8) G. Mathaei: **Filtri a microonde, circuiti di adattamento d'impedenza e strutture di accoppiamento**. New York 1964, Mc Graw Hill.

9) K. Hupfer, H. Helmrich: **Amplificatore VHF da 50 W a transistori** Internationale Elektronische Rundschau 27 (1973) N° 8, pagine 165 - 168.

10) K. Hupfer: **Filtro armonico per trasmettitore VHF con tecnica a striscie conduttrici**. Fernmelde - Praxis 54 (1977), N° 10, pagine 439 - 447.

11) A. F. Bogenschutz, J. L. Jostan, R. Oswald, I. Steiner: **Circuiti a microonde costruiti con la tecnica CMS**. Wissenschaftliche Berichte AEG-Telefunken 52 (1979) N° 1-2, pagine 71 - 77.

TERMINALE VIDEO PROFESSIONALE

Ing. Sergio Saporiti - IIª parte

Per realizzare un terminale video intelligente occorrevano fino a poco tempo fa un centinaio di circuiti integrati. Attualmente, con l'introduzione di 4 nuovi chip contenenti tutte le principali funzioni di controllo, ne occorrono solo 15.

Le *figure 1 e 2* indicano la realizzazione pratica di un terminale video completo con minimo numero di componenti. Per la sua realizzazione sono necessari solo 15 integrati, incluso la decodifica della tastiera e la conversione per l'ottenimento di un'interfaccia RS232. Nonostante il basso numero di componenti, questo terminale offre le seguenti prestazioni:

- pagine con 24 o 25 righe di caratteri, ciascuna di 80 caratteri.
- ogni carattere è costituito da una matrice di 7 x 9 punti contenuti in un blocco di 9 x 12 (i possibili caratteri sono 96 caratteri alfanumerici ASCII, 32 simboli speciali).
- cursore a blocco, a sottolineatura, lampeggiante o no
- tastiera di 128 tasti comprensivi dei tasti di controllo del cursore
- un'interfaccia RS232 del tipo full o half-duplex; selezione tra 16 possibili velocità con generatore interno e trasmissione di un carattere o blocco di caratteri.
- tre modi di funzionamento: normale, trasparente (visualizza caratteri grafici e di controllo), immagini a pagine fisse o a scorrimento con possibilità di scorrimento lento (verticale od orizzontale)
- cinque attributi di visualizzazione: lampeggiamento, immagine negativa, alta luminosità, sottolineatura e assenza di visualizzazione.

Prototipo di laboratorio del terminale video intelligente realizzato con gli integrati descritti.

Nel progetto, per ridurre la circuiteria è stato previsto per il PVTC il modo di funzionamento indipendente. L'interfaccia bidirezionale per la memoria di visualizzazione è realizzata con una 8x31. Essa può essere sostituita con una 74LS374 se non è richiesto la lettura della memoria da parte della CPU. Il programma del microcomputer 8049 è contenuto nella sua memoria ROM interna. Inoltre, internamente al microcomputer, è disponibile anche una RAM utilizzabile dall'unità centrale. Ricordiamo brevemente che il PVTC (2672) reagisce ai comandi della CPU (8049) controllando che i trasferimenti di dati tra la CPU e la memoria di visualizzazione (memoria RAM) avvengano solo durante gli intervalli di spegnimento del fascio elettronico del cinescopio in modo da evitare interferenze sull'immagine. Esso indirizza poi la memoria RAM. I dati in essa contenuti sono quindi visualizzati per mezzo del DCGG (2670) il quale provvede a generare le uscite parallele relative alle informazioni dei punti del carattere. Questi verranno trasformati in dati seriali dal VAC (2673) che aggiunge anche gli attributi voluti e fornisce le uscite video agli amplificatori video del monitor.

Il 2671 (PKCC) è utilizzato come in-

Fig. 1 - Schema a blocchi del terminale video professionale intelligente.

terfaccia seriale e decodificatore di tastiera. Esso indirizza il 74LS159 che pilota una tastiera a matrice 16x8. Ogni tasto premuto è rilevato all'ingresso KRET dall'integrato 74LS151. Quindi il PKCC provvede a decodificare secondo lo stato degli ingressi SHIFT e CONTROL e a presentare il codice alla CPU. Le funzioni di "ripetizione tasto" e "ripetizione continuata" sono eseguite automaticamente dal 2671.

Organizzazione della memoria

La minima capacità di memoria è di 2 Kbyte così suddivisi (gli indirizzi sono in esadecimale):
— da 0000 a 004F, dati per la riga 25 (linea di stato)
— da 0050 a 007F, non usati
— da 0080 a 07FF, dati per le righe da 1 a 24.

I registri "primo indirizzo di visualizzazione" e "ultimo indirizzo di visualizzazione" del PVTC (2672) sono caricati rispettivamente con 0080 e 07FF. In questo modo questa parte della RAM funziona come una pila circolare.

Inizialmente, i dati sono organizzati nella RAM nel seguente modo:

da 0080 a 00CF, dati riga 1
da 00D0 a 011F, dati riga 2
....
da 07B0 a 06FF, dati della riga 24
da 0000 a 004F, dati della riga 25 (linea di stato)

Quando è richiesta un'operazione di scorrimento della pagina, la CPU cambia il valore del registro di inizio pagina del PVTC da 0080 con 00D0. In questo modo, la pagina è spostata di una riga verso l'alto. Dopo il raggiungimento dell'ultimo indirizzo (ora è l'ultimo carattere della riga 23), il PVTC automaticamente cambia l'indirizzo e riparte da 0080 per la ventiquattresima riga. I dati sono ora così organizzati:

da 00D0 a 011F, dati riga 1
da 0120 a 016F, dati riga 2
....
da 07B0 a 06FF, dati riga 23
da 0080 a 00CF, dati riga 24
da 0000 a 004F, dati riga 25.

La CPU può in tempo utile azzerare le locazioni da 0080 a 00CF, e cancellare pertanto la riga 24 sullo schermo. La linea di stato (riga 25) è mantenuta in una sezione separata dalla RAM: ciò per evitare di dover spostare i dati in essa contenuti ogni volta che ricorre un'operazione di scorrimento. Perciò, il 2672 deve sapere in anticipo di cambiare la sequenza di indirizzamento all'inizio della riga 25. Ciò è reso possibile dall'*interrupt* all'inizio della riga 24 proveniente dallo stesso 2672. La CPU risponde a questo interrupt cambiando il contenuto del registro di indirizzamento dapprima con l'indirizzo 0000, poi con il corretto indirizzo di visualizzazione prima che il blanking verticale termini.

Considerazioni sul software

Il software disponibile per l'8049 prevede le caratteristiche di un terminale video standard. All'accensione, il microcomputer esegue l'azzeramento della sua RAM (o RAM del sistema), inizializza il 2672 (PVTC) per ottenere il formato dello schermo desiderato, il ti-

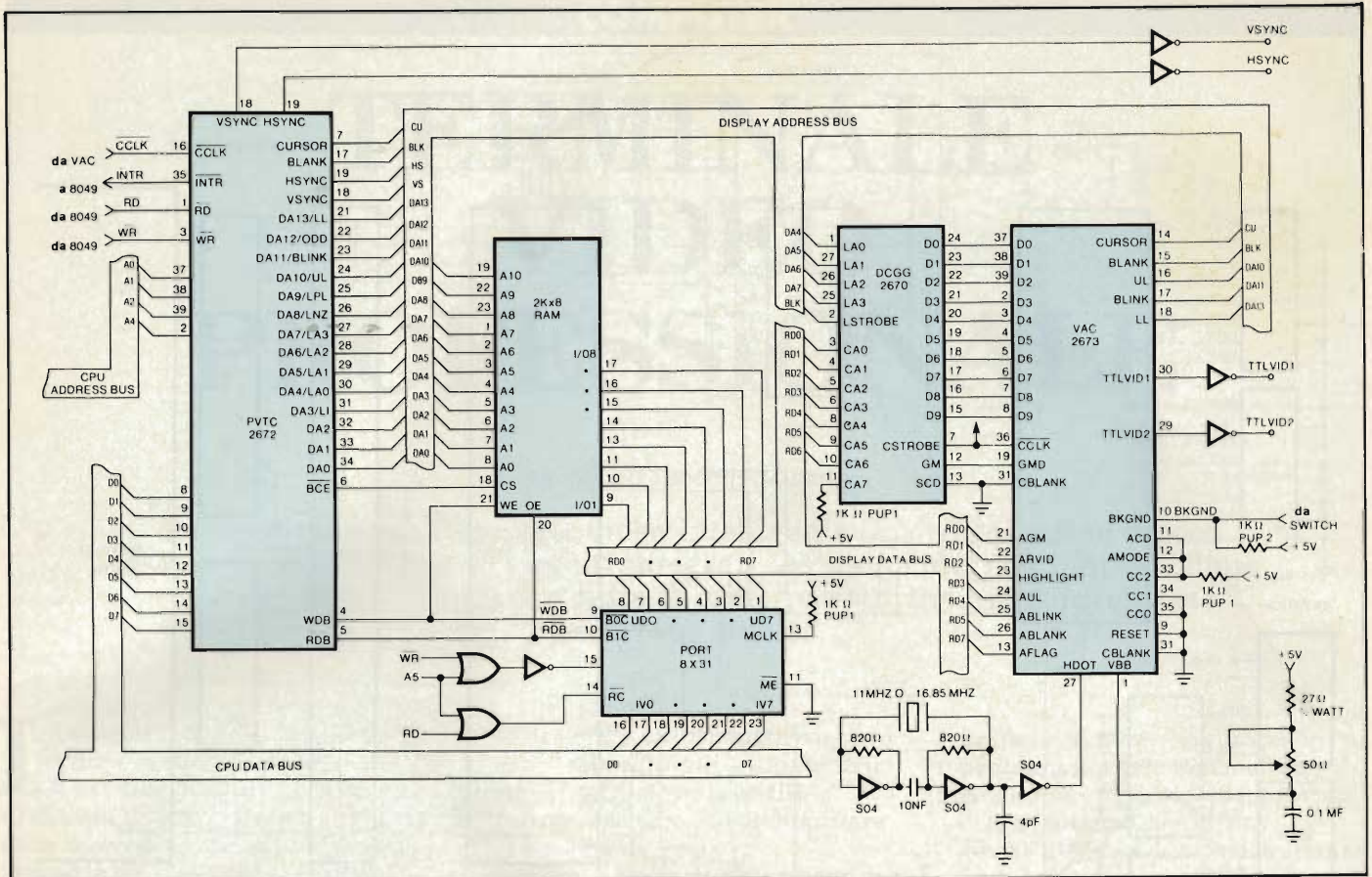



Fig. 2 - Schema a blocchi del terminale video professionale (continuazione di fig. 1)

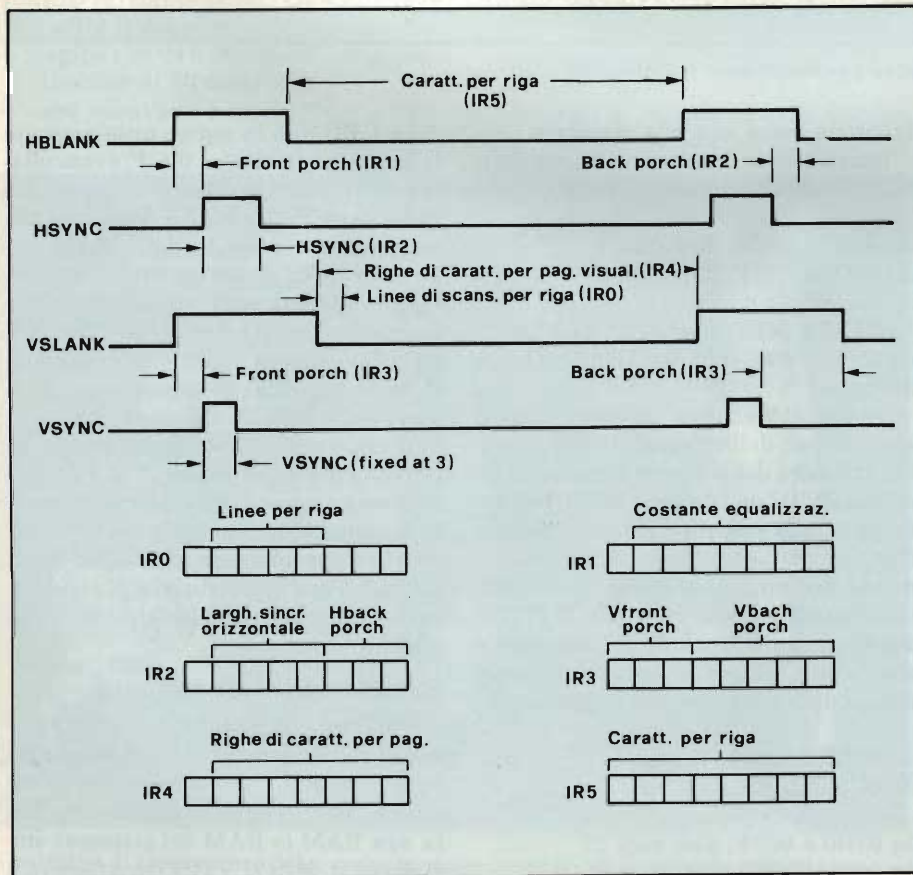



Fig. 3 - Segnali di sincronizzazione verticale e orizzontale e registri di controllo.

po di cursore e l'indirizzo di inizio lettura della RAM di visualizzazione, riempie la RAM di visualizzazione con il codice corrispondente allo spazio (esadecimale 20) in modo da cancellare lo schermo. Inizializza il 2671 (PKCC) per l'accettazione dei caratteri provenienti dalla tastiera o dalla linea seriale, legge infine gli interruttori per la predisposizione del terminale (velocità di scansione, tipo di cursore...).

A questo punto il microcomputer abilita gli *interrupt* e si pone in attesa.

Le sorgenti di *interrupt* previste sono tre: il PVTC, la tastiera, la linea seriale. Siccome l'8049 prevede un solo livello di *interrupt*, l'ingresso reale di *interrupt* è collegato al PVTC a cui è stato dato la massima priorità. Il riconoscimento delle richieste provenienti dalle altre due sorgenti avviene con la lettura dei registri presenti nel 2671 (PKCC). Si è assegnata la massima priorità all'*interrupt* proveniente dal 2672 (PVTC) in quanto esso significa aggiornamento dell'immagine. Per evitare quindi che la modifica (esempio, aggiornamento indirizzi memoria visualizzazione, inserzione nuovo carattere...) non venga eseguito in tempo utile con conseguenti disturbi sull'immagine, il microcomputer interrompe

immediatamente qualsiasi operazione in corso per provvedere a gestire *l'interrupt*.

Analogamente, ma con priorità inferiore, il microcomputer gestisce le richieste provenienti dalla tastiera o dalla linea seriale. Esse normalmente riguardano o l'inserzione di un carattere da visualizzare o di un carattere di controllo. I caratteri da visualizzare provenienti da tastiera sono trasmessi anche sulla linea seriale. Per alcuni caratteri di controllo (es. controllo cursore...) non è previsto invece la trasmissione sulla linea seriale.

Alla ricezione della richiesta di inserzione di un carattere (da tastiera o linea seriale), il microcomputer memorizza il suo codice in una memoria FIFO (First Input First Output) di 8 byte, ed inizia il suo riconoscimento con l'attuazione del particolare sottoprogramma ad esso associato. Il microcomputer deve innanzitutto distinguere se è un carattere da visualizzare o di controllo, e in quest'ultimo caso, di che tipo di carattere di controllo si tratti (controllo cursore, sequenza di controllo ecc.).

Nei momenti di pausa, quando cioè la memoria FIFO è vuota, il microcomputer esegue il controllo degli interruttori di predisposizione per accertarsi che la loro configurazione sia rimasta immutata. In caso contrario provvede a modificare il formato dello schermo.

La memoria FIFO a 8 byte è necessaria per l'azzeramento di una riga richiesta dall'esecuzione della funzione scorrimento. Infatti, nonostante il 2672 abbia il comando di "scrittura del blocco dall'indirizzo contenuto nel registro cursore all'indirizzo contenuto nel registro puntatore", che può essere utilizzato per l'azzeramento rapido della memoria, l'uso di tale comando ha l'inconveniente di provocare un fastidioso lampeggiamento della riga da far scorrere. Si preferisce allora utilizzare ripetutamente il comando di "scrittura all'indirizzo del registro cursore con incremento". In questo modo si evita il lampeggiamento, ma si introduce una limitazione nella velocità di ricezione dei caratteri di 240 caratteri al secondo (2400 baud). Per sopperire a questa limitazione è stata introdotta la memoria FIFO di 8 byte che permette di ricevere 8 caratteri contemporaneamente, aumentando il limite teorico della velocità a 19200 (ulteriori limitazioni dovute all'esecuzione del programma abbassano questo limite a 8600 baud). ■

Oscilloscopi compatti a 75 MHz

La Philips ha presentato due oscilloscopi di classe da laboratorio sviluppati per l'impiego nella manutenzione. Si tratta del PM 3254 con base dei tempi semplice e del PM 3256, una versione con base dei tempi ritardata.

Tutti i componenti, sia elettronici che meccanici, sono stati scelti per garantire un comportamento ottimale anche in condizioni particolarmente severe.

I due modelli offrono una banda passante di 75 MHz con una sensibilità di 2 mV sulle due entrate e una gamma della base dei tempi di 100 MHz.

Gli oscilloscopi hanno un tubo a raggi catodici che fornisce tracce fini e luminose, che danno oscillogrammi stabili e precisi. La luminosità elevata ottenuta con questi tubi permette di utilizzare gli apparecchi anche in ambienti molto illuminati.

LA RICEZIONE DEL SATELLITE "METEOSAT"

a cura di John Cox - parte quarta

Nella puntata scorsa, abbiamo descritto per sommi capi il ricevitore per il METEOSAT che proponiamo. Ora passiamo dalla teoria alla pratica, illustrando minutamente la circuiteria del convertitore, del sistema FM e del modulo a bassa frequenza; in pratica, i settori più importanti dell'apparecchiatura.

Premettiamo che, come si usa fare in pressochè tutte le apparecchiature a microonde, l'oscillatore di conversione è montato a parte, e sarà descritto nella prossima puntata. Lo schema elettrico del convertitore è riportato nella *figura 1*. Si nota che comprende un preamplificatore a due stadi (T1, T2), un mixer attivo (T3) e due stadi amplificatori di media frequenza (T4 ed I1).

Gli stadi che fanno parte del preamplificatore, sono stati oggetti di uno studio particolarissimo per ottenere un NF (rumore) pressochè trascurabile. Per il primo stadio si è selezionato il moderno transistore per microonde BFR 14B (Siemens). Questo bipolare al silicio, è dato per una figura di rumore di 2 - 2,5 dB a 2 GHz. Il cavo dell'antenna è connesso alla base solo tramite un condensatore da 30 pF, il che implica che il transistor presenti un'impedenza d'ingresso di 50 Ω (valore d'uscita dell'antenna). Questo tipo di accoppiamento da luogo ad un rumore molto più basso di quello che si potrebbe avere con un circuito d'adattamento a mezza onda. Anche se non rappresenta il metodo di connessione più favorevole *in assoluto*, per quel che riguarda il rumore, il sistema, ha il vantaggio di assicurare una neutralizzazione affidabile; il primo stadio è infatti inevitabilmente critico, in ogni apparecchio di questo genere.

Per il secondo stadio amplificatore, i transistori BFR 34A e BFT 65 (ambedue Siemens) presentano delle caratteristiche di rumore sufficientemente limitate; si può preferire il BFT 65.

Lo stadio miscelatore che segue non è critico e si può impiegare senza problemi un altro transistor BFT 65.

La stabilizzazione del punto di lavoro nei confronti della tensione +V e delle fluttuazioni della temperatura, spesso non è trattata, nei circuiti già molto progrediti di questo tipo. Pur senza dilungarci in inutili dettagli, diremo che in questo caso una eccellente stabilità è ottenuta con un metodo piuttosto semplice. Come si vede nello schema, la polarizzazione per i due primi stadi è ricavata tramite tre resistenze ed un diodo zener ciascuno. La polarizzazione per lo stadio convertitore, è ottenuta con due economici transistori per bassa frequenza; in tal modo, il punto di lavoro del mixer si adatta automaticamente al livello del segnale che giunge dall'oscillatore.

L'alimentazione generale è stabilizzata a 12V; la tensione che giunge tramite il cavo di connessione al ricevitore FM, che segue, ha il valore di 15V e per la regolazione serve l'IC TDA 1412. Sono previsti dei filtri divisori ai due lati di raccordo che separano la c.c. ed il segnale a 137,5 MHz, che devono essere

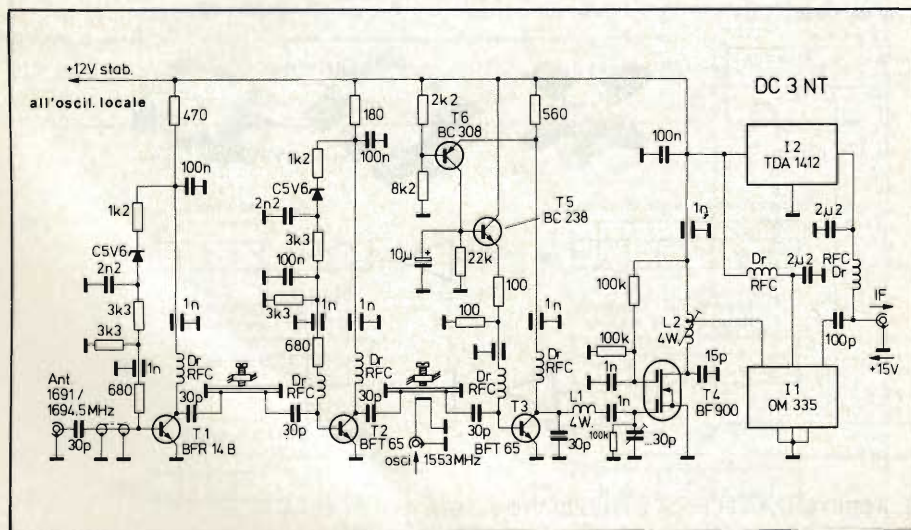



Fig. 1 - Schema elettrico del convertitore ad 1,7 GHz. Nel primo stadio (T1) è indispensabile impiegare il transistor BFR 14 B.

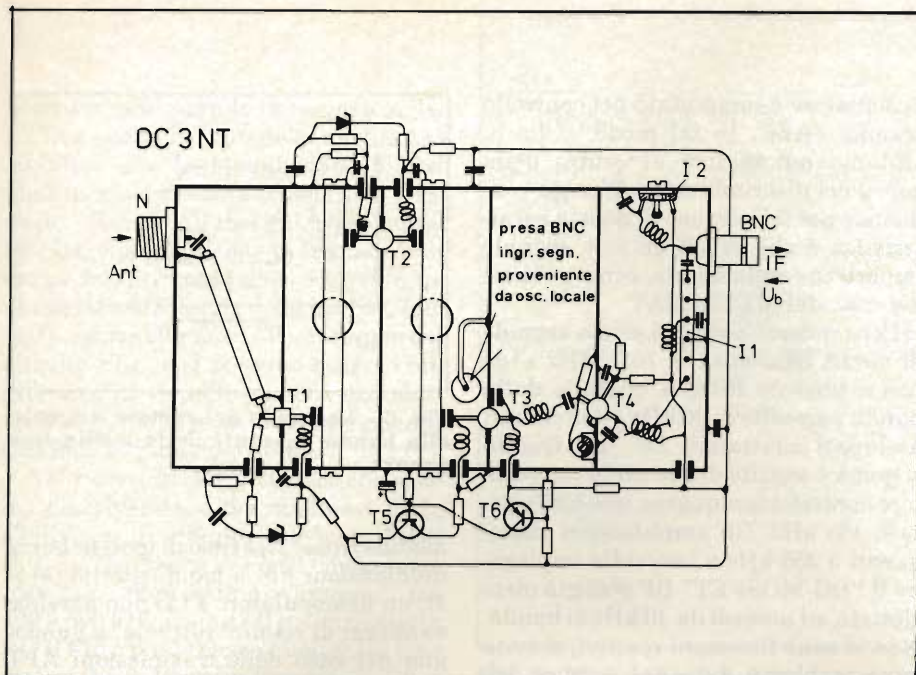



Fig. 2 - Realizzazione pratica del convertitore che impiega l'accordo a linee a mezza onda (seconda e terza camera risonante da sinistra). "I 1" è l'integrato ibrido OM 335.

realizzati con impedenze da 22 µH e condensatori da 2,2 nF.

Nel primo stadio amplificatore di media frequenza, è impiegato un transistore DG-MOSFET a basso rumore BF900; per l'adattamento verso il transistor mixer si utilizza un sistema a p-greco. Come secondo stadio amplificatore s'impiega un circuito integrato ibrido OM 335 della Philips, che eroga ben 23 dB di guadagno. Tale forte amplificazione, è unicamente necessaria per compensare le perdite luogo un eventuale cavo d'uscita che si diparta verso il ricevitore VHF/FM susseguente.

È da considerare infatti, che il cavo che raccorda l'antenna al convertitore può essere lungo al massimo un paio di metri (si riveda la scorsa puntata) per evitare perdite, ma anche per non introdurre dei segnali parassitari. In tal modo, nella maggior parte delle installazioni, l'antenna ed il convertitore saranno "remoti" ed i segnali METEOSAT perverranno al resto della stazione ricevente tramite un cavo coassiale piuttosto prolungato. Certo, come abbiamo detto, talvolta, per l'esposizione dell'antenna basta un terrazzo rivolto a sud-ovest (si deve sempre rammentare che il METEOSAT "staziona" sul Golfo di Guinea, a latitudine e longitudine zero, quindi sull'Africa nord-occidentale), ma se uno spazio aperto non è disponibile, è necessario fare uso di altane, attici, tetti e simili, quindi il convertitore in diversi casi sarà "lontano" dal resto dell'apparecchiatura; sistemato subito "sotto" all'antenna a parabola.

Comunque, con l'impiego dell'integrato ibrido, impiegando l'antenna descritta nella puntata scorsa, durante la captazione dei segnali METEOSAT si ha una uscita di 1 mV, che non è davvero poco, nel caso specifico, visto che i segnali provenienti dallo spazio si misurano sempre nella scala dei µV: mille volte meno e simili.

La realizzazione meccanica del convertitore è mostrata nella *figura 2*. Il disegno è in scala, il che significa, che per tornare all'originale, basta comparare le linee risonanti a mezza onda, (preferite in ultima analisi ai risuonatori per una maggiore facilità di realizzazione) che devono essere lunghe 70 mm. Le dimensioni di ciascuna cavità risonante (vista la frequenza potremmo anche dire "camera risonante") sono riportate nella *figura 3*. Il convertitore comprende cinque scomparti identici in ottone o rame argentato, che hanno le dimensioni di 140 mm per 70 mm. Sono esclusi i vani dell'oscillatore locale, che, come sappiamo, deve essere realizzato a parte.

Parliamo ora del "ricevitore" VHF che segue il converter descritto. Abbiamo rammentato che questo settore non deve essere costruito appositamente; potrebbe servire anche un apparecchio VHF/FM del commercio.

Il progetto che ora descriviamo, però, è appositamente concepito per il lavoro METEOSAT, e forma un tutt'uno con il convertitore e gli stadi seguenti, quindi lo si deve prendere in buona considerazione. Talvolta è più facile realizzare di sana pianta, che modificare apparati esistenti!

Dunque, il ricevitore VHF non deve avere una sensibilità assolutamente speciale, vista l'uscita del converter; tuttavia, per maggior sicurezza s'impiegano due stadi amplificatori d'ingresso dal rumore minimo, che funzionano sulla banda "bassa" dei satelliti (136 - 138 MHz), eventualmente captabili, ed impiegano i noti ed eccellenti MOSFET BF 900.

Questi transistori non necessitano di neutralizzazione, e la loro circuiteria può essere notevolmente semplificata, visto che il source ed il gate 1 sono a massa, come "ritorno", e la polarizzazione per i gate 2 di tutti e cinque gli stadi amplificatori variamente utilizzati giunge da una sorgente comune. I filtri passabanda da L2 ad L5, devono essere regolati in modo tale che sia possibile ricevere l'intera banda "bassa" dei satelliti VHF. L'elevata preamplificazione, e l'impiego di un mixer attivo,

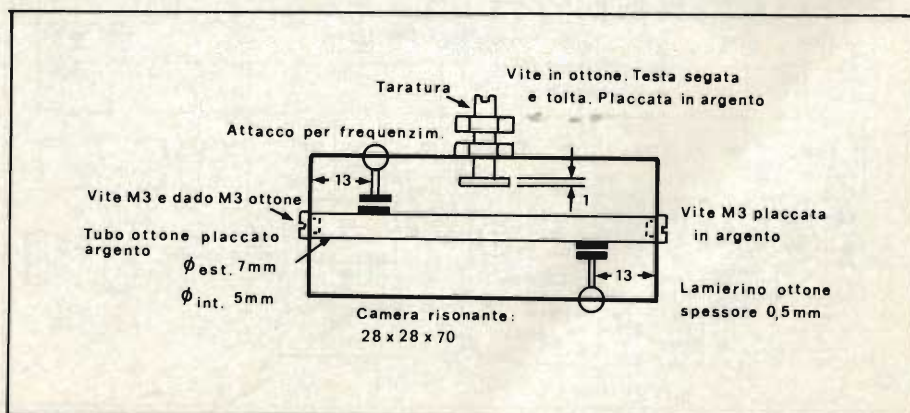



Fig. 3 - Dettagli di realizzazione della camera risonante a mezza onda.

sono indicati per ricevere non solo i segnali forti, o relativamente "forti", come quelli ricavati dal convertitore (è opportuno rammentarsi che il campo di 10 μV/metro, nella gamma FM broadcasting è ritenuto *intenso* tanto per fare un paragone), ma anche per le applicazioni secondarie, tipo satelliti VHF, nelle quali attendersi segnali importanti è vano.

Il circuito integrato mixer SO 42P (Siemens) permette di conseguire una conversione ad alto guadagno, pur impiegando pochi componenti esterni ed una bassa potenza da parte dell'oscillatore locale.

La frequenza dell'oscillatore locale può essere a 10,7 MHz al di sotto della frequenza d'ingresso, e la tensione-segnale d'uscita, avrà un valore ben grande: all'incirca 50 mV.

Nella puntata precedente, abbiamo detto che in questo caso un oscillatore locale dalla frequenza fissa, a cristallo, non è bene impiegabile, indicando anche le motivazioni di tale giudizio. In seguito, sarà descritto un oscillatore controllato in tensione (VCO), che da solo comunque, non sarebbe sufficiente a mantenere una eccellente stabilità a lungo termine. Per tale ragione, come vedremo, si è scelta una soluzione originale. In pratica, quando lo squelch è chiuso, l'oscillatore vien fatto "spazzolare", ed in tal modo, il ricevitore FM esplora una banda di circa 500 kHz, sin che non è presente un segnale. Non appena si capta la portante nella banda che interessa, lo squelch va a riposo e l'oscillatore è commutato nel controllo tramite l'AFC. In tal modo, si ha la sintonia automatica al centro della curva del discriminatore. L'unica condizione per il buon uso di questa caratteristica è che vi sia un solo segnale importante sulla banda, come avviene nel caso del METEOSAT.

Per rendere "netto" il primo segnale di media frequenza, a 10,7 MHz s'impiega un solo filtro a cristallo dalla banda passante di 30 kHz e due circuiti accordati adattatori: L6 - L7. Questo sistema è seguito dal secondo convertitore controllato a quarzo, che ha l'uscita a 455 kHz. Gli amplificatori susseguenti a 455 kHz a loro volta impiegano il "DG-MOSFET" BF 900, già menzionato, ed accordi da 40 kHz di banda. Non vi sono fenomeni reattivi, si evita ogni problema dato dal rumore dell'amplificazione a banda larga ed i limiti dati dal sovraccarico sono simmetrici.

Dopo i tre stadi basati sui BF 900, si nota il demodulatore PLL-FM, che impiega il circuito integrato 4046 (I3). Il vantaggio di base dato da questo tipo di circuito, che sarà esposto con maggiori dettagli tra poco, essendo ancora non molto comune, è che si possono ottenere dei segnali BF dal rapporto segnale-rumore molto elevato anche con dei rapporti di segnale-rumore RF non tanto buoni; l'effetto è evidentissimo se comparato a ciò che si può ricavare dai rivelatori a coincidenza o a rapporto convenzionali.

Il vantaggio aumenta con l'indice di modulazione. Nel caso di ipotetiche comunicazioni FM a banda stretta (M = 1), un demodulatore PLL non darebbe vantaggi di risalto, tuttavia, il guadagno nel caso delle trasmissioni APT provenienti dal METEOSAT (M = 3,75) è notevole.

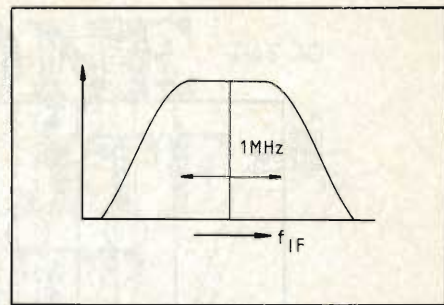



Fig. 5 - **La banda del rumore è eguale alla banda passante della media frequenza.**

Fig. 4 - Modulo di media frequenza del sistema (ricevitore VHF).

Proprio per tale ragione si è potuto misurare un rapporto segnale-rumore di 30 dB con l'impiego in questo apparecchio, pur avendo un segnale-rumore nel canale di media frequenza di soli 11 dB. In pratica, il demodulatore PLL, offre dei notevoli vantaggi particolarmente per le comunicazioni FM nella banda dei GHz. Per esempio, nella banda dei 10 GHz, sono frequenti degl'indici di modulazione, di M=10, sino ad M=15, e tali condizioni sono perfettamente ideali per l'impiego di un rivelatore PLL. Per spiegare come si ottiene il miglior rapporto tra segnale e rumore, assumiamo un esempio un po' portato all'estremo: una portante VHF è modulata con un segnale di 1 kHz con una deviazione FM di 1 MHz.

Ciò significa che serve una banda passante di circa 1 MHz, e che il rumore con la banda di 1 MHz è presentato all'ingresso del rivelatore FM convenzionale assieme al segnale necessario (*figura 5*). Logicamente, è possibile sopprimere la tensione di rumore BF risultante tramite un filtro passabasso; ma non completamente. Il comportamento di un demodulatore PLL, è completamente diverso, come si vede nella *figura 6*.

Senza il segnale di media frequenza, il segnale del VCO sarà centrato al centro della curva passabanda di media; il filtro passabasso collegato al discriminatore limiterà allora la banda passante del rumore a circa il doppio della frequenza di taglio del filtro passabasso. Se dalla media frequenza giunge un segnale, questo si accosterà al segnale del VCO, dopo che l'anello PLL si è

bloccato assimilando la frequenza del VCO a quella del canale di media. Ciò significa che la modulazione di frequenza appare come tensione di controllo. Grazie all'inseguimento automatico, è possibile che la frequenza di taglio del filtro passabasso sia inferiore rispetto alla banda della media (*figura 7*). Appunto questo è il vantaggio del circuito PLL, e si possono notare i miglioramenti rispetto ai convenzionali rivelatori FM, specie con l'incremento dell'indice di modulazione.

Nel ricevitore METEOSAT che stiamo descrivendo, come rivelatore PLL, s'impiega un circuito integrato MOS (I3). La frequenza del VCO può essere regolata, approssimativamente, tra 400 e 500 kHz tramite il potenziometro P1. Il filtro passabasso è collegato tra i reofori 2 e 9. L'uscita (terminale 10), è applicata, tramite un amplificatore-separatore all'indicatore della discriminazione. La regolazione dell'indice al centro della scala può essere ottenuta tramite il P2.

Parliamo ora dello S-Meter. Il campo generato dal METEOSAT ricade in una banda relativamente stretta, qual che sia l'antenna ed il convertitore. Per tale ragione, uno S-meter convenzionale, con una scala di 80 - 100 dB non può essere utilizzato. Le piccole differenze nell'indicazione, non sono infatti molto d'aiuto nel regolare le varie parti del sistema. Per tale ragione, nel nostro apparecchio si preferisce impiegare uno S-meter dalla scala lineare. Si prevedono due portate; se il segnale è fortemente preamplificato, lo strumento sarà connesso al Pt 4. Se invece il guadagno è più basso, ad esempio perchè si utilizza un cavo molto lungo tra il convertitore ed il ricevitore VHF, lo S-Meter sarà connesso al Pt 5.

La *figura 8* mostra lo schema elettrico del modulo BF. La parte più importante è il filtro a bassa frequenza, che è del tipo passabasso con una frequenza di taglio di 700 Hz e dal filtro passaalto che ha una frequenza di taglio di circa 4 kHz. Il segnale APT è presente in forma di sottoportante a 2,4 kHz, con una massima deviazione in frequenza di 9 kHz. La deviazione in frequenza determina la gamma dei grigi. Il bianco corrisponde a 9 kHz ed il livello del nero è situato a circa 1,8 kHz di deviazione. Siccome la più elevata modulazione di frequenza è di 1680 Hz, è necessario che la banda a bassa frequenza compresa tra 720 Hz e 4080 Hz possa passare linearmente, dopo il rivelatore FM. La sottoportante a 2,4 kHz con le

Fig. 8 - Modulo "bassa frequenza" del ricevitore VHF.

Fig. 6 - Rivelatore PLL/FM.

Fig. 7 - Banda del rumore = 2 x frequenza di taglio del filtro passabasso.

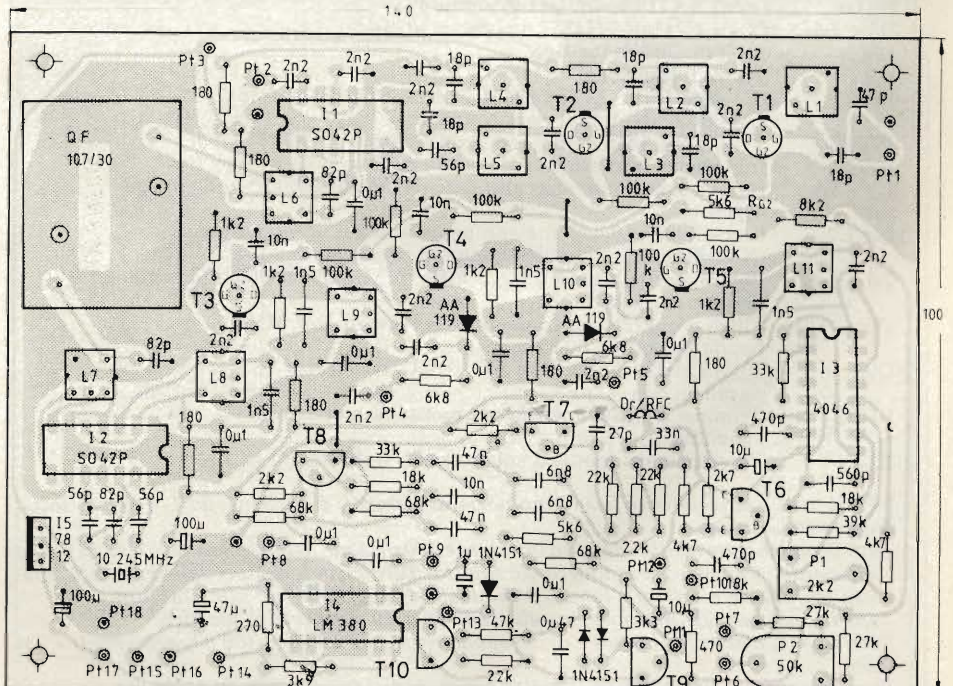



Fig. 9 - Piazzamento delle parti del ricevitore VHF sul circuito stampato previsto.

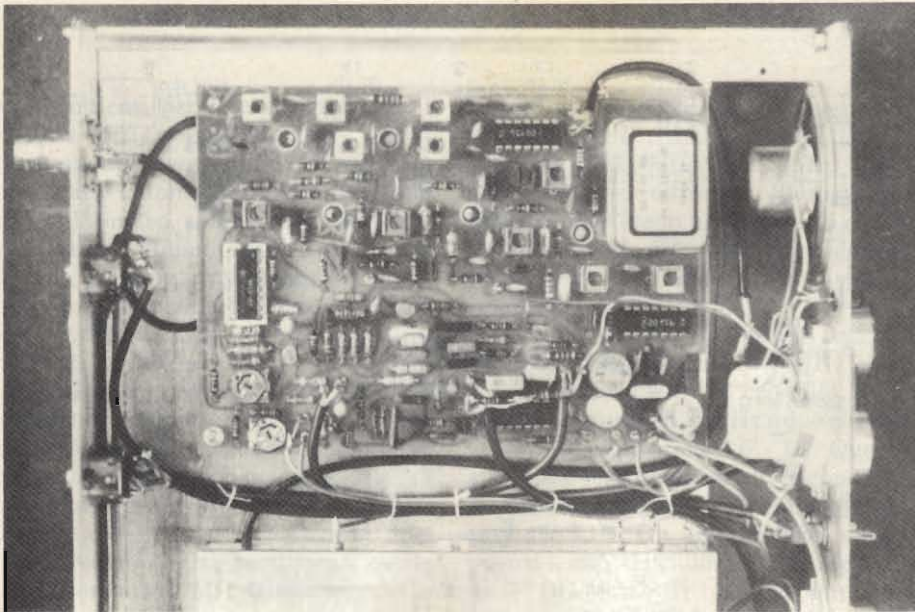



Fig. 10 - Fotografia del prototipo realizzato dall'autore.

proprie bande laterali è presente (con la tensione di circa 1V alla deviazione di 9 kHz) al terminale Pt 8, il quale è collegato al rivelatore AM che fa parte dell'elaboratore dei segnali video. La sezione ultima detta completa il ricevitore.

Un economico amplificatore integrato audio (I4), serve per il monitor del segnale di modulazione acustica del segnale all'ingresso. Virtualmente, non s'impiegano componenti esterni. Per sopprimere il rumore quando il segnale non è presente (funzionamento di squelch), s'impiega un circuito noto da gran tempo (T9 e T10) che ha sempre dato ottimi risultati. Con questo, è possibile, ad esempio, commutare il sistema di elaborazione dei segnali video tramite la connessione Pt 13. Il LED D6 s'illumina brevemente, quando lo squelch è chiuso, ed emana la massima luminosità solo quando è presente un segnale.

Parliamo ora della realizzazione pratica. Per il montaggio del ricevitore VHF si prevede una base stampata che sorregge tutte le parti che si vedono negli schemi di *figura 4 ed 8*. Le *figure 9 e 10* mostrano appunto l'apparecchic assemblato su tale supporto.

La *figura 10* è la fotografia del prototipo dell'apparecchio, in uso sin dal 1979 con ottima soddisfazione.

Per semplificare la realizzazione, è bene impiegare degli avvolgimenti preavvolti e pre-allineati: ne servono 11 in tutto. Le resistenze di smorzamento che si osservano nella figura 4, in parallelo ad L2 ed L4, dal valore di 2,7 k Ω, vanno connesse sul lato-rame dello stampato, in corrispondenza dei terminali. Poichè il montaggio è molto compatto, per primi, si devono comunque collegare i tre ponticelli che si vedono nella figura 9, che in seguito potrebbero essere dimenticati, e in ogni caso in seguito risulterebbero dall'installazione piuttosto laboriosa. Per le parti, vale la solita procedura di iniziare dalle resistenze fisse e dai condensatori non polarizzati (quindi dai componenti più piccoli ed aderenti alla basetta) per poi procedere via via con tutti gli altri. Segue ora un elenco di tutte le parti necessarie: per lo I 3, è bene impiegare uno zoccolo.

Vediamo ora l'allineamento del ricevitore VHF. Conviene eseguire per prima la taratura del canale di media frequenza. La si inizia applicando un segnale a 10,7 MHz al link di L6, nelle vicinanze del filtro a quarzo. Se la calibrazione del generatore impiegato non è perfetta, lo si dovrà impiegare con un frequenzimetro digitale, visto che la precisione del segnale deve essere elevatissima, in pratica è ammessa solo una tolleranza di +/− 1 kHz. Per osservare il segnale può servire un oscilloscopio munito di sonda 10:1. In alternativa, si possono anche eseguire delle misurazioni con un voltmetro elettronico, sempre munito di sonda 10:1. Il probe sarà prima di tutto collegato al gate 1 del transistor T3 e si regoleranno L7 ed L8 per la massima indicazione. La tensione letta non deve comunque essere superiore ad 1V (da picco a picco). Se occorre, si ridurrà la tensione-segnale che proviene dal generatore sino a ricavare 1V.

In parallelo ad RG2 (5,6 kΩ, a sinistra nello schema, tra gli stadi T1 e T3), si connetterà temporaneamente un potenziometro da 5000 Ω. In tal modo si

ELENCO DEI COMPONENTI

T1 ÷ T5	: BF 900 (Texas Instruments).
T6 ÷ T8	: BC415, BC308 o transistori analoghi audio PNP.
T9-T10	: BC413, BC238 o transistori analoghi audio NPN.
D1-D2	: Diodi AA119 o similari al germanio.
D3 ÷ D5	: Diodi 1N4148, 1N4151 o similari al silicio.
D6	: LED di qualunque tipo.
I1-I2	: SO 42 P (Siemens).
I3	: CD 4046 B (RCA) oppure MC 14046 BCP (Motorola).
I4	: LM 380 N (National Semiconductor).
I5	: 7812, TDA 1412 o analogo stabilizzatore a 12V.
RFC	: Impedenze miniatura, valore non critico.
L1 ÷ L5	: Bobine schermate e preallineate (NEOSID 005118, indicazione argento).
L6, L7	: Come le precedenti, ma con presa e link d'accoppiamento (NEOSID 005138, indicazione blu, rossa, bianca).
L8 ÷ L11	: Bobine per la banda 0,1 ÷ 3 MHz (NEOSID 005960, indicazione nero, rosso, rosso).
Filtro	: Filtro a quarzo con frequenza centrale di 10,7 MHz, banda passante: 30 kHz.
Quarzo	: 10,245 MHz, contenitore HC - 18/U, risonanza parallela con 30 pF.
P1-P2	: Trimmer potenziometrici per montaggio orizzontale, spaziatura 10/5 mm.
P3-P4	: Potenziometri montati sul pannello frontale.

NOTE : *tutte le resistenze fisse sono normali elementi a carbone, da 1/4 W, 5% salvo diversa indicazione.*
Tutti i condensatori dalla capacità inferiore a 100 pF sono del tipo ceramico con un basso coefficiente termico, ed una tolleranza ridotta. Tutti i condensatori dalla capacità compresa tra 470 pF e 1500 pF sono a film plastico (Styroflex), ad alta stabilità.
Tutti i condensatori interposti tra gli stadi T6 e T9 sono a film plastico.
Tutti i condensatori di bipass e di accoppiamento, da 2,2 nF a 100 nF, sono ceramici a disco.
I condensatori al Tantalio sono del tipo a goccia: ne servono, uno da 1 μF *e due da 10* μF.
I condensatori elettrolitici sono per montaggio verticale, ne servono, uno da 47 μF e due da 100 μF. La tensione di lavoro per tutti è 16V.

potrà variare il guadagno dei cinque stadi che impiegano i MOSFET. Il probe sarà ora collegato al gate 1 del T4 e si regolerà la L9 per il massimo segnale letto. Se il valore del segnale supera i 3V (da picco a picco), è necessario ridurre il guadagno tramite il potenziometro "provvisorio".

Ora si regoleranno gli avvolgimenti L10 (con il probe connesso al gate 1 del T5), ed L11 (con il probe connesso al terminale 14 dello I 3). Anche questi saranno regolati per le massime letture. Il circuito funziona con una banda piuttosto larga, quindi eseguendo la taratura si deve cercar di ottenere una curva dalla sommità appiattita. Logicamente, in questo senso, il migliore allineamento può essere ottenuto impiegando uno sweep.

L'accoppiamento all'uscita, se si usa uno sweep, sarà eseguito tramite una resistenza da 1 k Ω e si curerà il ricavo di una curva "appiattita" come detto.

Di seguito, comunque, si deve tarare il rivelatore PLL. Per effettuare il lavoro, serve un segnale del valore esatto di 10,7 MHz e si collegherà un voltmetro c.c. ad alta impedenza al terminale 2 dello I 3. la frequenza del VCO potrà così essere allineata per mezzo del P1 rendendola eguale a quella del generatore. Non appena le due frequenze coincidono, al terminale 2 apparirà una tensione che vale metà dell'alimentazione, come dire 6V. Per finire, la lettura dello strumento del discriminatore sarà regolata in modo tale da portare al centro l'indice, tramite P2.

Passando agli stadi VHF, è possibile raggiungere l'allineamento collegando prima di tutto l'oscillatore locale a Pt2 ed alla massa. Il generatore di segnali sarà sintonizzato a 137 MHz e connesso tra il terminale Pt1 e la massa. La regolazione è molto semplice; basta tarare gli avvolgimenti da L1 ad L6 per la massima lettura nello S-meter. L'aggiustamento sarà eseguito con più operazioni successive, se occorre alternative, e con tutta la pazienza necessaria.

A questo punto, la regolazione è terminata; se però si vuole utilizzare il sistema VHF per la ricezione dei satelliti posti in orbita polare, servirà una taratura in più, da condurre con un generatore sweep, per ottenere un responso "piatto" tra 136 e 138 MHz.

Con quest'ultima nota termina la descrizione del "nucleo centrale" del sistema ricevente. Nella puntata che apparirà sul prossimo numero. vedremo l'oscillatore UHF, e l'altro oscillatore VXO-VHF. ■

STETOSCOPIO ELETTRONICO

di S. Sironi

Parliamo di stetoscopio elettronico per motori automobilistici. In questo campo gli stetoscopi "amplificati", vanno rapidamente diffondendosi, perchè consentono di formulare facilmente la diagnosi di un guasto, senza smontare nulla, sentendo ad esempio i rumori emanati dai cuscinetti guasti, o dalle punterie sregolate, o simili. Descriviamo appunto uno stetoscopio per meccanici specialisti o anche... "della domenica"!

Il rumore è composto da vibrazioni meccaniche che si propagano in un mezzo, che può essere l'aria, l'acqua, i metalli eccetera.

Il complesso rumore di un motore comprende le vibrazioni generate dai vari organi in movimento, che hanno qualità acustiche diverse, con percussioni, rotolamento, strofinio ecc. In pratica, molteplici e diversi fragori, sibili, rombi ecc, sono trasmessi dai pistoni, dalle bronzine, dai cuscinetti, dalle punterie, dall'albero motore, ecc, all'intero blocco, ed è appunto sul monoblocco che possono essere rilevati, se s'impiega una sorta di pick-up, costituito da un microfono ad asticella, per esempio piezoceramico, che abbia i fori di passaggio dell'aria otturati ad evitare che olio e sporcizia possano penetrare nella capsula, ed un'astina solidale che riprende le vibrazioni.

A fini diagnostici, l'inviluppo del rumore può essere filtrato, ed in tal modo si otterrà il passaggio solo di una certa banda di frequenza (per esempio un rombo cupo, un ticchettiò, o un sibilo da attrito nel rotolamento). Se la banda passante che risulta dal filtro è amplificata, e se si effettua l'ascolto tramite

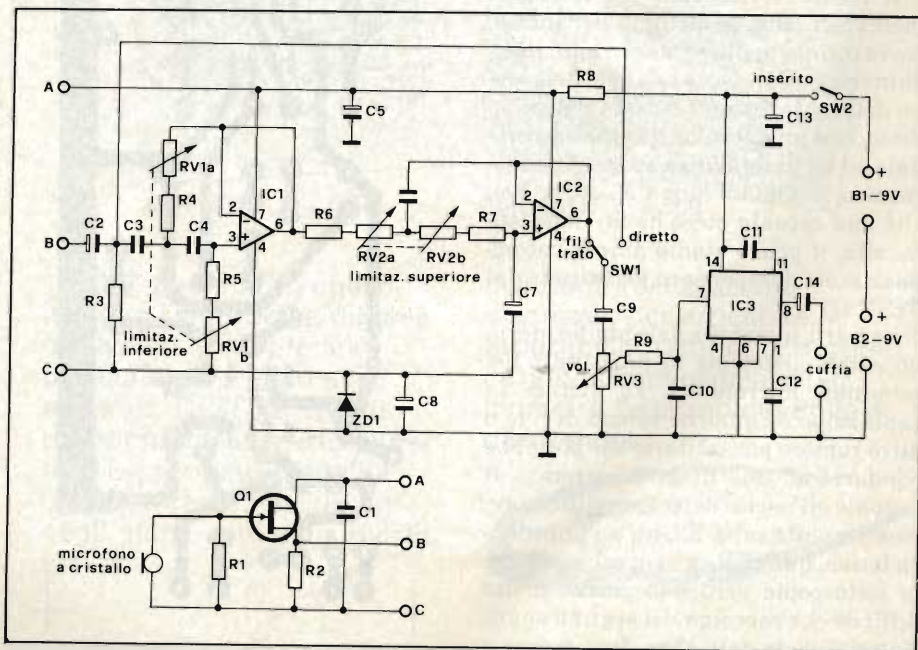



Fig. 1 - Schema elettrico dello stetoscopio.

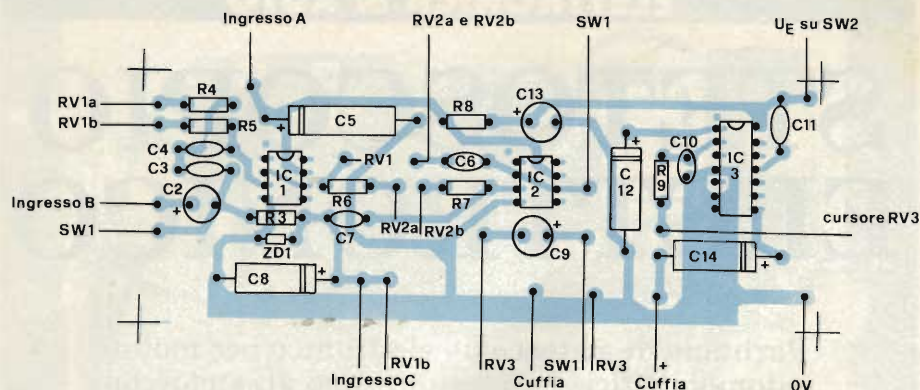



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla basetta stampata. È da notare che, come è detto nel testo, Q, R1, R2 e C1 saranno cablati direttamente sulla capsula microfonica X1.

una cuffia che isoli dagli altri rumori dell'ambiente, in tal modo si può ricavare una sensibilità tale da sentire, per esempio, il fruscìo prodotto dai perni che ruotano nei rubini di un orologio meccanico, e, naturalmente, ogni vibrazione di un motore. Se si sposta l'astina pick-up lungo il monoblocco, è facile localizzare la sorgente di un particolare suono anomalo, considerando che in prossimità della sorgente, tale suono è assai più forte.

In pratica, quindi senza smontare nulla, il meccanico può individuare l'origine di un guasto e indicarla al cliente (che certo sarà soddisfatto di una diagnosi tanto immediata) o risparmiare tempo evitando lavori inutili.

Schema elettrico

Il nostro stetoscopio per impieghi meccanici (che, lo diciamo per inciso, trova ottima applicazione in ogni macchinario complesso, e non solo nel campo delle autovetture) utilizza il pick-up detto, cioé un microfono a cristallo solidale ad un'astina (genere ago da materassaio, o simile), lunga e sottile. Poiché una capsula piezo ha un'impedenza alta, il primo stadio amplificatore-adattatore d'impedenza è costituito dal FET "Q1".

Le parti inerenti a tale stadio, devono essere sistemate in prossimità dei terminali microfonici, ad evitare la captazione di qualche ronzìo di rete o altro rumore parassitario che potrebbe condurre ad una diagnosi erronea. Il segnale all'uscita del preamplificatore, cioè presente sulla R2, ha un'impedenza bassa, quindi il cavo di raccordo con lo stetoscopio vero e proprio è molto difficile che raccolga dei segnali spuri. Come si vede, tale cavo deve essere a tre capi, corrispondenti ad A (alimentazione), B (segnale audio), C (massa generale). Il capo C può essere rappresentato da una calza schermante.

L'audio generato dai rumori meccanici, attraversa due filtri che servono per la selezione predetta. Vi è un passa-alto, costituito dall'amplificatore operazionale IC1, da RV1a, RV1b e parti complementari, nonchè un passabasso che impiega IC2, RV2a, RV2b ed annessi. Il deviatore SW1, consente di effettuare l'ascolto filtrato o non filtrato per paragoni che si rendano necessari. Sia IC1 che IC2 costituiscono dei filtri a frequenza variabile del secondo ordine. I segnali che possono attraversare il passa-alto, tramite la regolazione del doppio controllo, saranno compresi nella banda che supera le frequenze di 80 Hz e 3 kHz (campo di azione del filtro).

Fig. 3 - Lato-rame della basetta.

ELENCO COMPONENTI

Resistenze
R1 = 10 MΩ
R2-R4
R5-R6-R7 = 4,7 kΩ
R3-R9 = 10 kΩ
R8 = 470 Ω

Potenziometri
RV1 a,b = 200 kΩ dual log.
RV2 a,b = 100 kΩ dual log.
RV3 = 10 kΩ log.

Condensatori
C1 = 47 nF a film plastico
C2-C9 = 10 μF 63 V elettrolitico
C3-C4 = 10 nF polistirolo
C5 = 470 μF 25 V elettrolitico
C6-C7 = 1,5 nF a film plastico
C8-C13 = 100 μF 25 V elettrolitico
C10 = 100 pF ceramico
C11 = 100 nF MKH
C12 = 47 μF 25 V elettrolitico
C14 = 220 μF 25 V elettrolitico

Semiconduttori
IC1-IC2 = 741
IC3 = LM380
Q1 = 2N3819 FET

Varie
SW1-SW2 = Interruttore miniatura
SK1 = Presa DIN 3 pol.
SK2 = Presa 3,5 mm

Il passabasso attenua tutti i segnali al di sopra della sua frequenza-limite, che tramite RV2a-b, può essere stabilita tra 700 Hz e 15.000 Hz.

Con l'impiego alternativo dei due filtri, si può restringere la banda passante sino ad isolare in pratica il solo rumore che interessa.

Il vero amplificatore del complesso, è l'IC3, un comune LM 380 che ha il pregio di necessitare di poche parti esterne. RV3 serve come controllo di volume, C11 aggiusta il responso e C14 porta i segnali alla cuffia, che deve essere

a bassa impedenza, 8 Ω o simili.

Per l'alimentazione del complesso si impiegano due pile da 9V poste in serie. La tensione parzializzata per gli amplificatori operazionali IC1 ed IC2 si ottiene tramite ZD1 e C8.

Il montaggio

Come abbiamo premesso, lo stetoscopio sarà diviso in due parti; il sistema pick-up ed il resto della circuiteria (ospitata sulla basetta di *figura 2*). Il pick-up sarà realizzato unendo meccanicamente un grosso ago da sellaio, materassaio o simili alla capsula piezo prevista, e collegando direttamente R1 ai reofori della capsula. Anche la base del Q1 andrà direttamente al "capo caldo" della capsula, ed R2 e C1 saranno sistemati nei pressi. In pratica, tutto lo stadio relativo al Q1 può impiegare come sostegno una piccola basetta portacapicorda.

Il sistema pick-up preamplificatore-adattatore, sarà racchiuso in una scatolina metallica, dalla quale sporgerà l'ago di ricerca.

Per il cavo di raccordo abbiamo già detto: un bipolare munito di calza schermante, e di due spinotti DIN, rappresenta la soluzione più valida. Tutto il resto dello stetoscopio, può essere normalmente assemblato sulla basetta che si vede nella figura 2, e non servono particolari suggerimenti.

Il complesso filtro-amplificatore di potenza dello stetoscopio, con le pile ed i controlli, può essere ospitato in un'altro contenitore metallico che normalmente, sarà conservato in una tasca della tuta. Per la connessione della cuffia conviene impiegare un jack standard.

Il collaudo

Dopo aver riscontrato tutte le parti per vedere se le polarità, i valori e gli orientamenti sono esatti, si controlleranno anche le connessioni al pick-up ed ai regolatori. Se tutto va bene, lo stetoscopio potrà essere collaudato. Per una semplice prova funzionale, basta una radiolina: portando l'ago a contatto con il mobile, e sintonizzando una stazione che trasmetta musica, si verificherà il campo d'azione dei filtri. In seguito per valutare la sensibilità, può servire una sveglia meccanica. Il tictac del bilanciere deve essere avvertito molto forte, e dall'esterno deve essere possibile localizzare la posizione del medesimo.

SINTONIA ELETTRONICA AM/FM 8 + 8 CANALI

di Filippo Pipitone - prima parte

Nei sistemi autoradio, è assai comodo disporre della sintonia a memoria; in tal modo non si brancola più alla ricerca di una manopola, e non la si ruota, più o meno finemente, alla ricerca di una stazione che magari "fluttua" impegnando la mano destra del guidatore per un tempo troppo lungo.

Riportiamo un sistema automatico di accordo che è molto progredito visto che fa largo uso di recentissimi IC. Chi lo vorrà adottare, contribuirà alla sicurezza della guida (a parte l'agio) il che ci sembra molto importante.

Il sistema di sintonia elettronica che descriviamo, è molto avanzato, e del tutto affidabile. È previsto per l'utilizzo negli apparecchi autoradio, ma può completare un qualsiasi tuner compreso in un riproduttore HI-FI, con il vantaggio di "centrare" subito il programma che interessa, senza tante manovre di ricerca con la manopola di sintonia.

Nelle autoradio contribuisce alla sicurezza della guida; infatti, come ogni testo automobilistico sottolinea, le mani devono essere tenute sul volante con la posizione "ore dieci e dieci", e brancicando a tastoni alla ricerca di una manopola, evidentemente, lo sterzo è controllato dalla sola presa della mano sinistra, che non è sufficiente se interviene una qualunque situazione di pericolo.

Con il nostro automatismo, per la ricerca di una stazione, basta il tempo che serve per cambiare velocemente marcia, quindi si ha proprio un controllo "a misura di guida".

Il sistema di sintonia elettronica, è già alquanto sofisticato; permette di memorizzare e richiamare ben otto canali (stazioni) nella banda della modulazione d'ampiezza, ed altri otto in quella FM.

Sedici possibilità di programmazione, sono veramente tutto ciò che serve, nel comune, ed oltre.

A parte ogni questione pratica di utilità, crediamo che un esercizio di controllo elettronico così progredito, possa servire come ispirazione per chi s'interessa del progetto di sistemi riceventi per avionica, per stazioni VHF in genere, e di ricevitori professionali dal vario utilizzo. Mutando l'impiego, è ovvio, certi settori circuitali dovranno essere rivisti, ma il principio rimane valido.

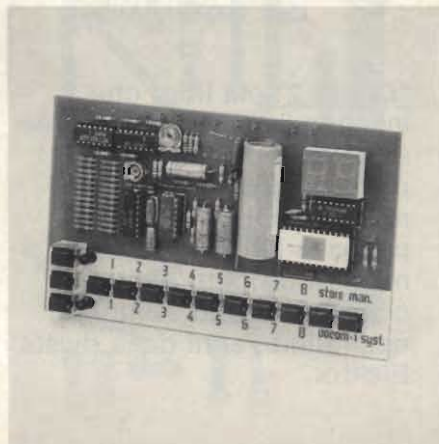



Foto della sintonia elettronica AM/FM 8 + 8 canali a realizzazione ultimata.

La base del sistema è costituita dal circuito integrato SAA 1089.

Tale nucleo funziona combinato con un convertitore analogico-digitale (DAC) ed un comparatore.

La *figura 1* riporta lo schema di principio della nostra sintonia elettronica. Come si vede, premendo uno dei tasti di richiamo compresi nel "Control Panel", lo Scanner (ricercatore) inizia ad esplorare gl'ingressi. Ciascuno di questi, ha un codice specifico che è memorizzato nello "Scanner Latch" (Memoria di scansione).

Il "decoder delle funzioni" converte il codice in un indirizzo di memoria nella RAM prevista. Ad ogni indirizzo di memoria corrisponde una stazione selezionabile. Al tempo stesso, il decoder fornisce un comando che attiva l'oscillatore.

Se l'informazione di preset deve essere memorizzata, in altre parole, se si vuol caricare nella memoria un'indicazione relativa ad una emittente, è necessario premere sia il tasto del canale che quello di "Store" (accumolo).

Il decoder che predispone il tipo di lavoro, è quindi previsto per:

A) Generare un indirizzo di "RAM".

B) Mettere in funzione l'oscillatore.

L'ultimo detto, l'oscillatore, funzio-

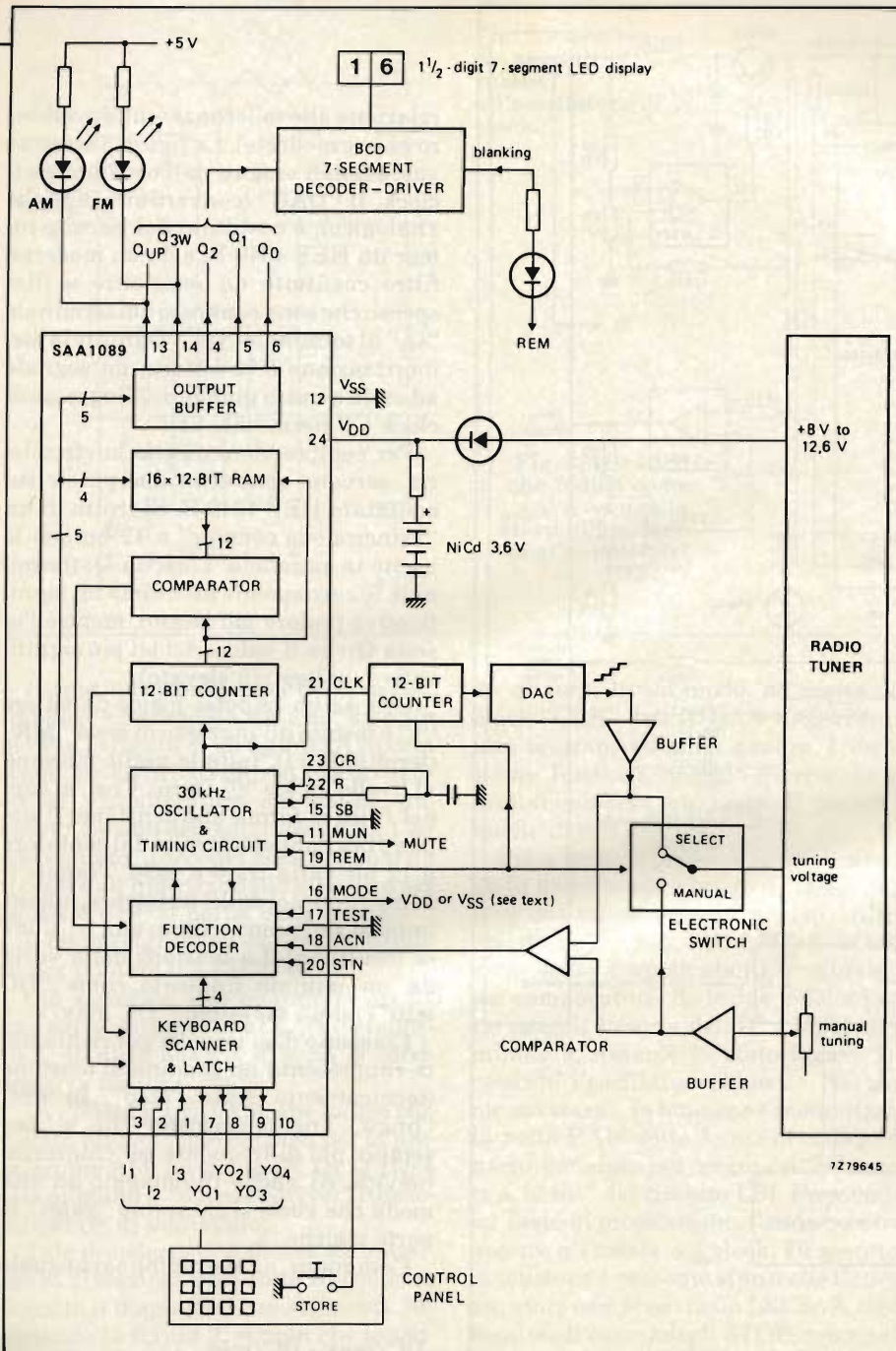



Fig. 1 - Schema a blocchi del sistema di sintonia elettronica AM/FM

na sino a che non riceve un comando di stop. Tale comando, è applicato al "decoder delle funzioni" (ACN), ed è ricavato dal comparatore.

All'esterno del circuito LSI, gl'impulsi forniti dall'oscillatore sono convertiti in una tensione di comando utile per i varicap che stabiliscono l'accordo. Va detto inoltre, che gl'impulsi sono valutati da un contatore a 12 bit sempre compreso nel circuito LSI. Quando dall'esterno giunge un comando di stop, che equivale ad una stazione sintonizzata, l'oscillatore è bloccato. Il codice binario presente nel contatore a 12 bit, del circuito LSI, è allora introdotto nella RAM, più precisamente, nell'indirizzo indicato dal "decoder delle funzioni".

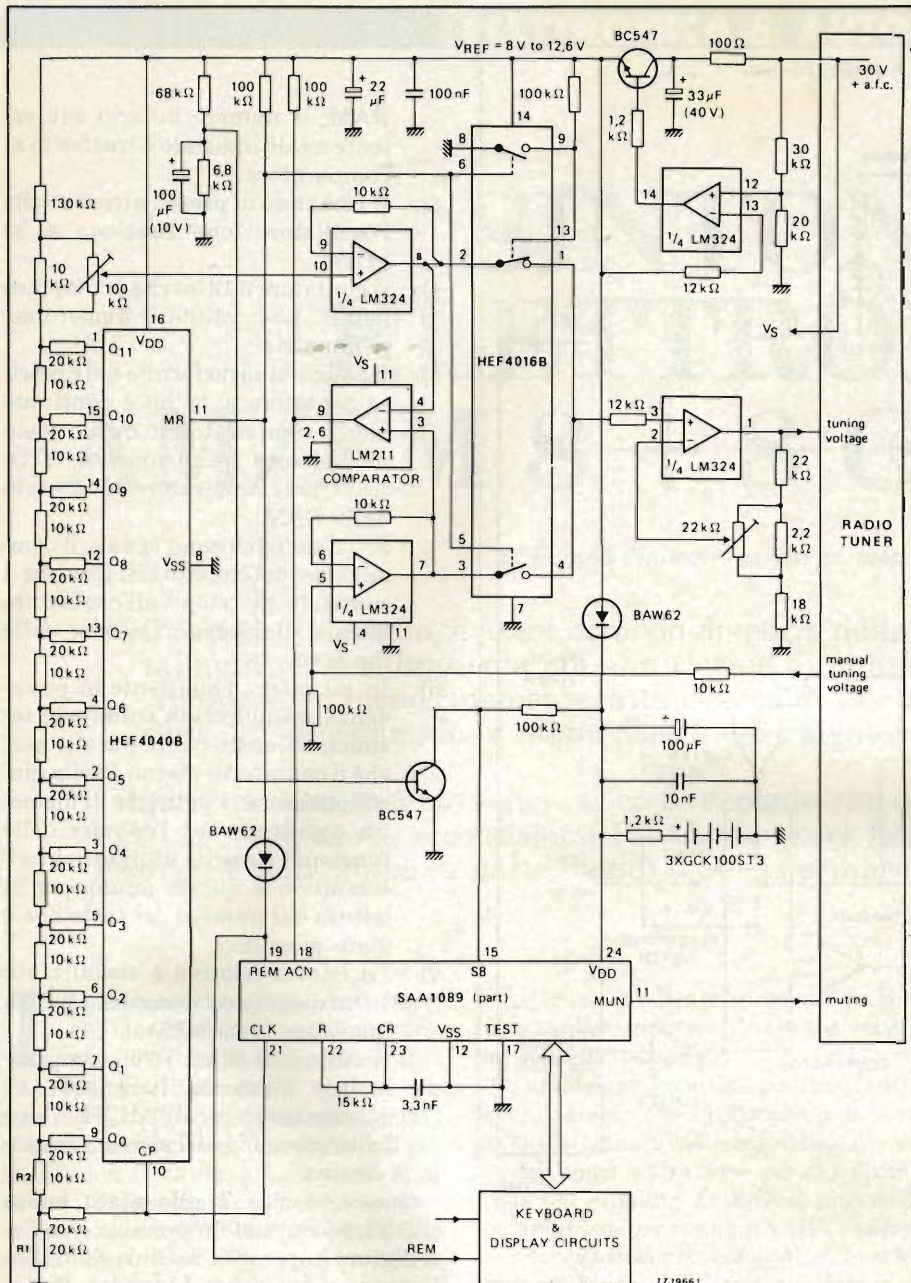
In pratica, ciascuna emittente ha la propria informazione in codice binario che la contraddistingue. Per richiamarne una, già memorizzata, si esegue la procedura che ora dettagliamo:

1) Lo "Scanner" determina il codice relativo alla preselezione.
2) Il "Decoder delle funzioni" codifica l'indirizzo di memoria nella RAM; il numero binario equivalente a tale indirizzo è trasferito al comparatore.
3) Il comando di preset, attiva anche l'oscillatore (che funziona a 30 kHz).
4) Il contatore a 12 bit che è compreso nell'IC LSI, valuta il numero degl'impulsi.
5) Il codice binario fornito dal predetto contatore a 12 bit è continuamente comparato con quello posto in memoria (tecnicamente: STORED) nel comparatore ed ottenuto dalla RAM.
   Se i due codici sono eguali, il comparatore del circuito LSI fornisce il comando di "stop" all'oscillatore tramite il blocco "Decoder delle funzioni".
6) In tal modo, l'emittente in precedenza memorizzata tramite la tastiera, a questo punto è scelta perchè il contatore esterno è nella giusta posizione; l'indirizzo di memoria codificato dal "decoder delle funzioni" è anche utilizzato in alternativa, a questo punto, per la lettura del numero del tasto che è stato premuto.
7) La lettura relativa è visualizzata su un display ad una cifra e mezza (massima lettura 19).

Il circuito LSI (SAA 1089) comprende inoltre un'uscita, terminale 11 (MUN) che serve per il "MUTE", cioè per il silenziamento del sistema durante la ricerca.

Questa uscita è allo stato basso (LOW), se un tasto è premuto e se l'oscillatore è operante, mentre si effettua la memorizzazione e la lettura. In tal modo, si previene un aumento o una diminuzione della tensione di sintonia, che produrrebbe sgradevoli effetti acustici.

Le *figure 2* e *2A* illustrano lo schema elettrico completo della sintonia elettronica che esponiamo. Nulla di nuovo, l'abbiamo già detto in precedenza, il nucleo centrale di tutto il sistema e l'IC integrato a larga scala SAA 1089 della Philips, un prodotto molto recente che abbiamo ottenuto per le valutazioni, e per lo studio delle applicazioni pratiche.

L'oscillatore interno, ha la propria frequenza determinata dalla resistenza da 15 k Ω, e dal condensatore da 3300 pF (3,3 nF) che si scorgono collegati ai terminali 12, 22, 23 dell'IC. Tramite i componenti esterni detti, la frequenza di lavoro è fissata a circa 32 kHz, in

relazione alle tolleranze (che dovrebbero essere modeste). La *figura 3* mostra i vari segnali erogati dall'oscillatore e il clock. Il "DAC" (convertitore digitale-analogico), è costituito dal circuito integrato HEF 4040 B, e da un moderno filtro costituito da resistenze a film spesso che sono connesse dal terminale "Q_0" al terminale "Q_{11}". Durante la memorizzazione o la lettura, un segnale ad onda quadra giunge dall'ingresso di clock CP (terminale 21).

Per comprendere meglio la circuiteria, servono senz'altro due parole sul contatore HEF 4040 B. Si tratta di un "asincronous counter" a 12 bit con le uscite in parallelo. L'uscita Q_0 (terminale 9) corrisponde all'ultimo bit significativo (valore più basso), mentre l'uscita Q_{11} ha il valore del bit più significativo (valore più elevato).

Ora, se un impulso logico da valore "1" è fornito all'ingresso di reset "MR" (terminale 11), tutte le uscite passano al livello logico "0" (zero). Così, ai capi del filtro si forma una tensione. Il numero degl'impulsi fornito dal contatore a 12 bit varia tra 0 e 4096. Tramite il filtro formato dalle resistenze, questi impulsi sono convertiti in una tensione cc (continua). La tensione detta varia da un minimo (indicato come "DC min") ad un massimo ("DC max").

Ciascuno degl'impulsi già richiamati, rappresenta un gradino di tensione (tecnicamente detto "step", in quel "lingo" angloamericano che si usa sempre più di frequente per chiarezza, brevità, ed anche in omaggio ad una moda che vuole si chiamino "gates" le porte logiche...).

Comunque, ogni gradino sarà eguale a:

$$\frac{DC/max - DC/min}{4096} = \text{"X" Volt.}$$

Per aumentare la linearità della regolazione, il numero totale degl'impulsi è raddoppiato (come dire, 4094 + 4094 = 8192). La duplicazione del numero degl'impulsi è ottenuta tramite R1 ed R2.

Ciò, in quanto la frequenza sul CP è doppia rispetto all'uscita "Q_0".

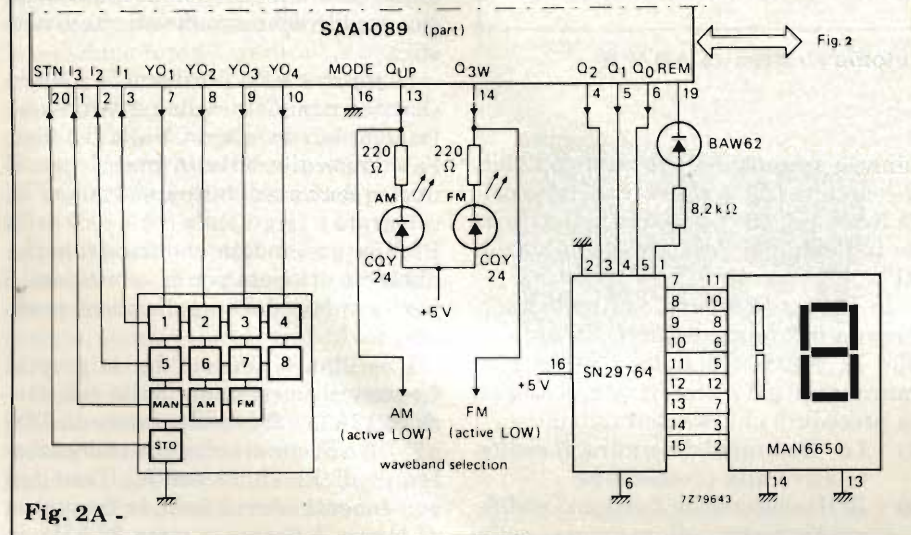



Fig. 2 - Circuito elettrico del nucleo principale della sintonia; nello schema non appaiono la tastiera ed il display

Fig. 2A - Circuito elettrico dei settori tastiera e diplay.

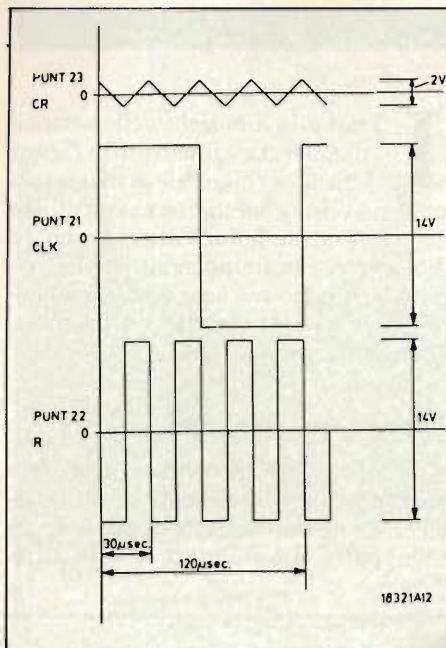



Fig. 3 - Grafico dei segnali relativi all'oscillatore di clock.

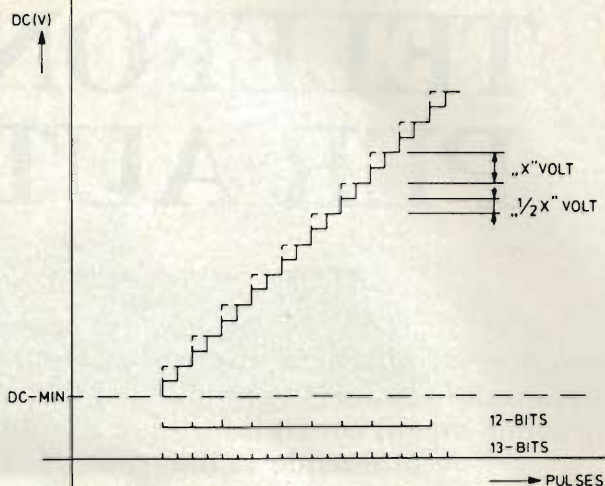



Fig. 4 - Grafico che indica come avvenga la duplicazione degl'impulsi nel "DAC".

Il gradino di tensione cc per ciascuno impulso, è ora eguale a 1/2 di "X" Volt: si veda la *figura 4*. La figura 2A riporta il circuito elettrico relativo alla tastiera ed al visualizzatore dei canali (display). Se uno dei tasti indicati da 1 ad 8 è premuto, il decoder delle funzioni da il codice all'indirizzo della memoria per la RAM e per il buffer delle uscite.

Il bit più significativo, Q_{3W}, è utilizzato per pilotare il LED "FM".

Ciò significa, che quando si preme uno dei tasti che vanno da quello numero 1, all'altro numero 8, si ha la corrispettiva indicazione.

Q_{UP} pilota il LED AM, che indica che è stato premuto uno dei tasti per la preselezione AM. Le uscite Q_0, Q_1, Q_2, Q_3 e Q_{3W} pilotano il "decoder-driver" o decodificatore di pilotaggio.

Tale decoder può indicare un massimo di 2^4 stazioni, come dire 16, indicate tramite il display a sette segmenti. Rivedendo la figura 2, si nota che la tensione applicata all'ingresso (manual tuning voltage) dello LM324, tramite il resistore da 10 kΩ, sarà memorizzata in forma di dato di preselezione. La tensione *tuning manuale* è determinata, ovviamente, dal potenziometro di sintonia.

Un'alternativa del genere, all'automatismo, non poteva mancare!

La tensione ultima detta, tramite l'IC LM324 è applicata al terminale 3 dell'altro IC LM211, impiegato come comparatore. L'uscita di questo stadio ha il livello logico "0" oppure "1" in relazione alle tensioni d'ingresso (uguali o differenziali).

Se l'uscita è "0", il "decoder delle funzioni" fornirà all'oscillatore il comando di stop. In tal modo, all'uscita del clock "CLK" dell'IC SAA 1089 vi sarà una tensione ad onda quadra. L'oscillatore funziona quando è premuto simultaneamente un tasto di preset e quello di STORE.

Più a lungo è presente la tensione ad onda quadra, più a lungo il "DAC" fornirà una tensione cc attraverso il filtro resistivo. Tramite l'IC LM324, la tensione detta è applicata al terminale 3 del comparatore. Se le due tensioni sono eguali, l'uscita dell'IC LM211, terminale 9, assume lo stato logico "0" cosicchè l'oscillatore si blocca. Nel momento stesso, la tensione è memorizzata nella RAM sotto forma di codice binario, generato per mezzo del "contatore a 12 bit" del circuito LSI. Premendo un tasto di preselezione, l'onda quadra appare all'uscita del clock. Di seguito, la tensione è presente sino a che il comparatore compreso nello LSI SAA 1089 fornisce il comando di STOP, come nelle precedenti fasi del lavoro. Durante il periodo indicato il "DAC" fornisce una tensione cc che ha un valore eguale a quello precedentemente memorizzato.

La tensione, tramite l'LM324, è applicata all'HEF 4016B, e dopo il relativo controllo, tramite l'IC LM 324 può pilotare i diodi varicap che regolano la sintonia del Tuner (o del "front end" nel caso di un autoradio, come dire degli stadi d'ingresso).

Il triplo commutatore elettronico HEF 4016 B, è controllato, per il funzionamento, dall'uscita "REM" dell'IC SAA 1089. Durante la preselezione, questa uscita è al valore logico basso, o "zero".

Nella regolazione manuale, l'uscita ha il valore logico alto.

Concluderemo con la verifica di quest'ultima funzione: durante il "preset", il commutatore collega i punti 3 e 4 tramite il livello logico alto "1" presentato all'ingresso 5. Il commutatore presente tra i terminali 1 e 2 rimane però aperto, poichè l'ingresso 13 è allo stato logico basso. In tal modo, la tensione di sintonia manuale è bloccata.

Passando al funzionamento manuale, si ha tutto l'inverso e la visualizzazione sarà bloccata (display spento).

Non appena l'uscita "REM" dell'IC LSI SAA 1089, diviene "1", come dire che assume il livello logico elevato, il corrispettivo terminale del decoder driver sarà anch'esso portato al livello "1". Come risultato, tutte le uscite del decoder-driver andranno al livello logico "0". Con ciò, termina la spiegazione della logica del complesso.

Nel prossimo numero, tracceremo alcuni appunti di montaggio.

TELEFONO PER AUTO

di Filippo Pipitone - parte II

Riprendiamo il discorso interrotto nel numero di maggio presentando la sezione mobile del telefono per auto e fornendo alcuni consigli utili per montare le antenne ottenendo la massima resa.

Il circuito a blocchi della sezione considerata è illustrato in *figura 1*. Si noti come tale schema presenti una certa somiglianza con quello della base fissa pubblicata nel numero di maggio. Passiamo subito ad esaminare il circuito nei suoi dettagli tenendo sott'occhio il circuito elettrico disegnato in *figura 2*.

Sezione alimentatrice

L'energia elettrica necessaria al funzionamento dell'unità mobile viene assicurata da una batteria di pile interna all'apparecchio erogante 12V. In alter-

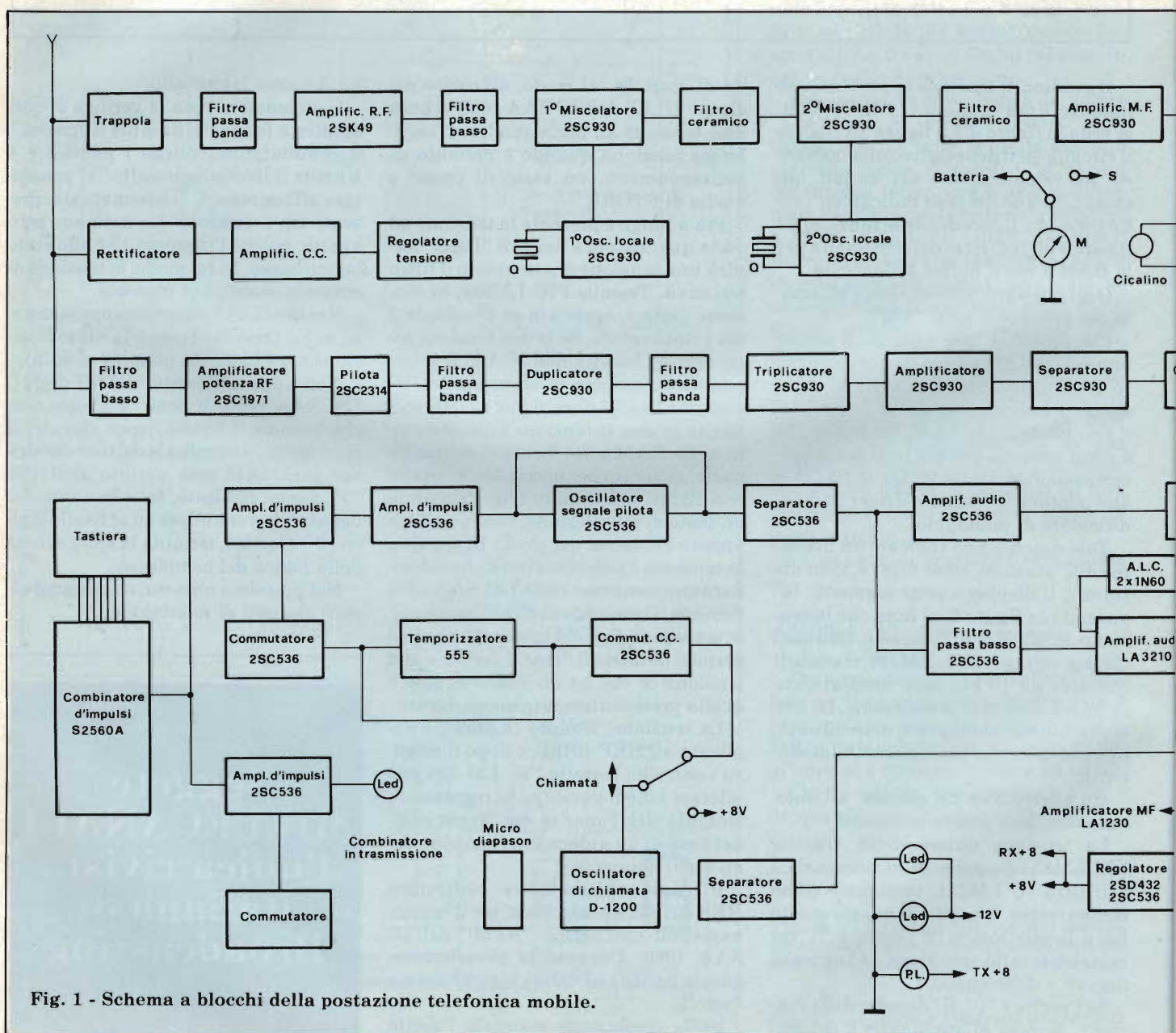
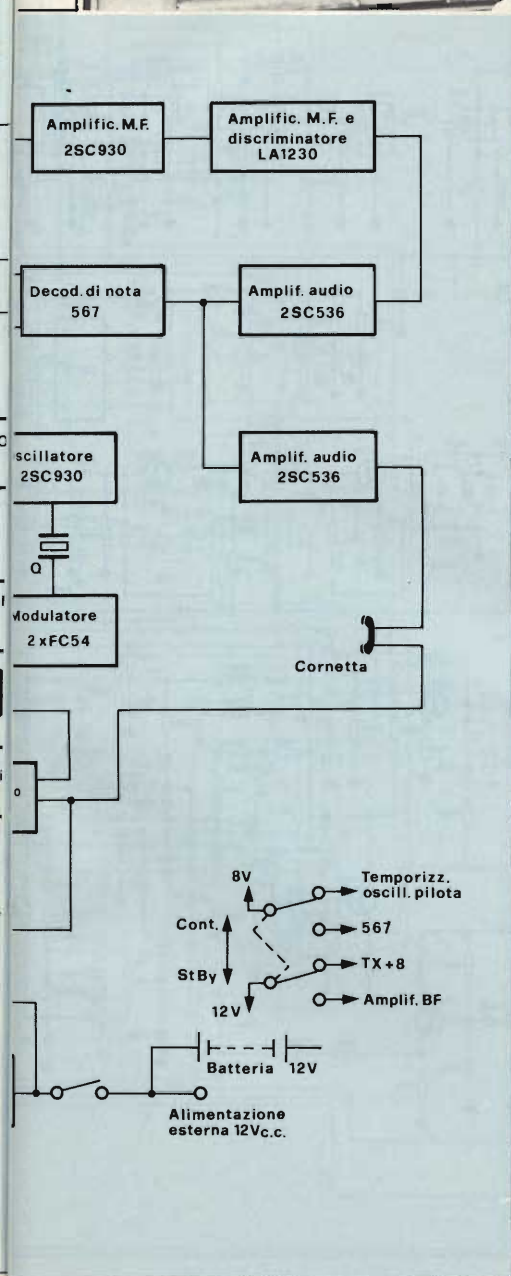



Fig. 1 - Schema a blocchi della postazione telefonica mobile.

Amplific. M.F.
2SC930
Amplific. M.F. e
discriminatore
LA1230
Decod. di nota
567
Amplif. audio
2SC536
scillatore
2SC930
Amplif. audio
2SC536
Q
Modulatore
2xFC54
Cornetta
8V
Temporizz.
oscill. pilota
Cont.
567
StBy
TX+8
Amplif. BF
12V
Batteria 12V
Alimentazione
esterna 12Vc.c.

nativa, essa può essere sostituita da una fonte esterna collegabile attraverso la presa jack J302.

TR328, 329 e D318 formano un circuito di regolazione a 8V, il quale asserve tutti i circuiti, tranne quello di trasmissione. Il modulatore funziona a 6V prelevati attraverso D309, mentre il formatore del numero, viene alimentato con 3V tramite D501, 502.

Sezione ricevente

Il segnale irradiato dalla base fissa e captato dall'antenna telescopica attraversa le trappole L301, 302, prima di inoltrarsi nel circuito ricevente. Tale filtro attenua l'influenza dell'alta frequenza, elaborata e amplificata dalla parte trasmittente dell'unità mobile, che si serve della medesima antenna.

Superata anche l'azione di L303, 304, il segnale ricevuto viene amplificato dal TR301.

Il primo oscillatore locale, controllato a quarzo, fa capo a TR302. Il segnale da esso generato viene portato al primo miscelatore TR303 in modo da ottenere la prima media frequenza a 10,7 MHz.

Dopo avere attraversato i filtri ceramici a 10,7 MHz CF301 e CF302, il segnale di media giunge al secondo miscelatore formato dal TR305, il quale riceve anche quello di 10.245 MHz, prodotto dal secondo oscillatore locale TR304 e controllato dal quarzo X302.

Si ottiene così, all'ucita di Q305, la seconda frequenza intermedia a 455 kHz.

CF303 è un filtro a 455 kHz, mentre TR306 e TR307 sono relativi amplificatori.

IC301 svolge i ruoli di amplificatore di media frequenza, limitatore e demodulatore. L'audiofrequenza prelevata dal terminale 6, viene in seguito amplificata da TR308, 309.

Segnalatore di chiamata

Il segnale di chiamata (1300-1500 Hz) proveniente dalla base fissa, dopo essere stato demodulato da IC301, viene amplificato attraverso TR308 e portato al decodificatore di tono IC302 il quale attiva il segnalatore BZ.

Il trimmer VR 301 regola la frequenza del segnale emesso.

Modulatore

La fascia proveniente dal microfono viene amplificata tramite IC305.

D310, 311 sono diodi rettificati in grado di fornire la sigla necessaria (controllo automatico di livello): VR305 ne consente la regolazione.

Il segnale prosegue attraversando un filtro passabasso subendo un'altra amplificazione TR325 prima di essere applicato ai varicap D304, 305 per permettere la modulazione della frequenza di trasmissione.

Segnali tono

Ponendo il commutatore ST-BY/TALK (302 A-B) in posizione TALK, viene alimentato il circuito di tono.

IC303 temporizza un intervallo 2,5 sec; durante il quale il transistore

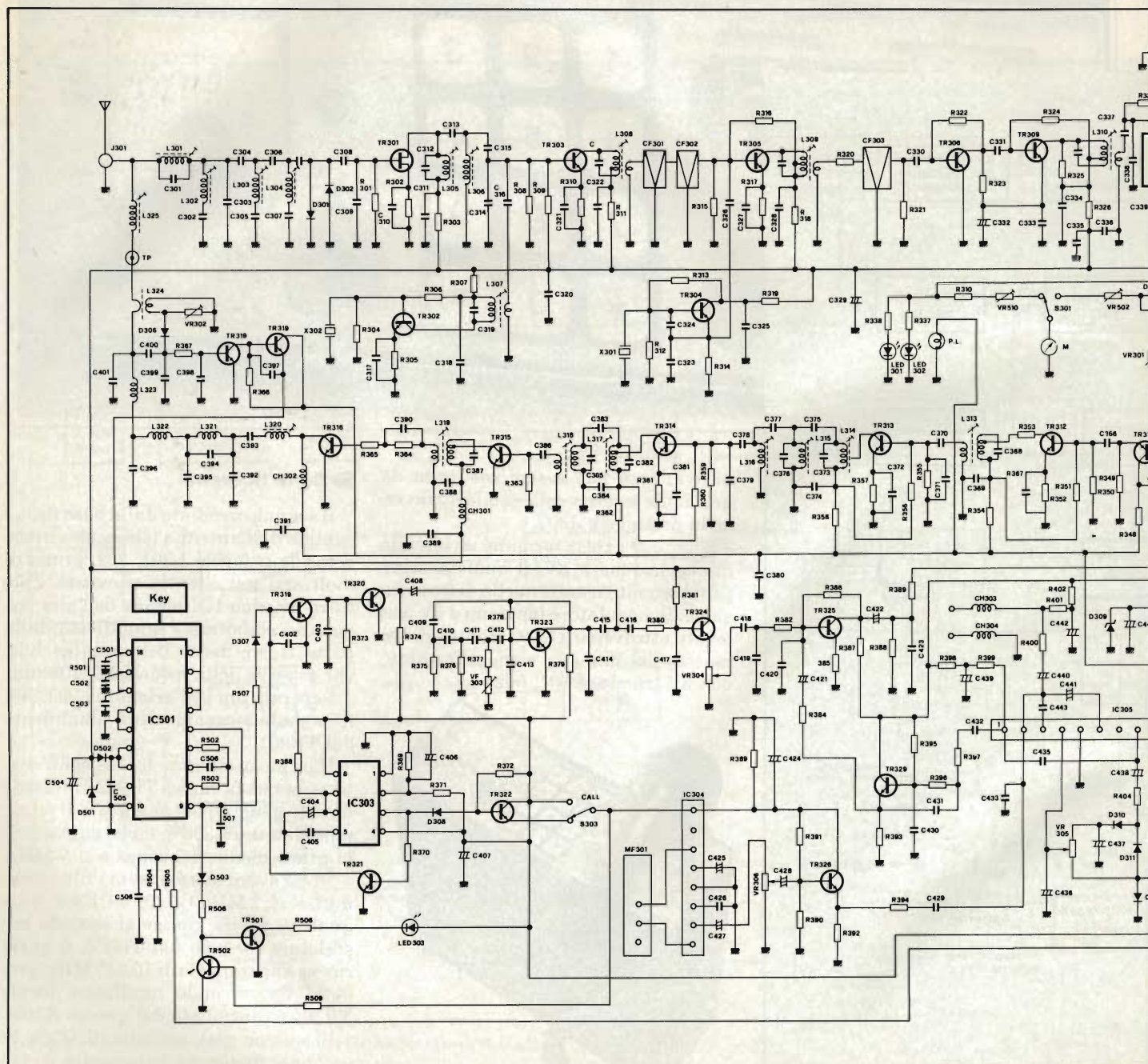



Fig. 2 - Schema elettrico dell'unità mobile.

TR322 si trova in conduzione permettendo il funzionamento di IC304. Tale integrato genera il primo segnale tono, che raggiunge una certa frequenza con l'intervento di MF301 (micro fork).

L'oscillazione, il cui livello è stabilito da VR306, passa attraverso TR326 e si immette nel circuito di modulazione per la durata appunto di circa 2,5 sec.

Quando il temporizzatore IC303 si spegne, TR321 è posto in OFF. Il segnale tono (pin 3 IC303) mette in conduzione TR321 che manda in out TR319, Q320.

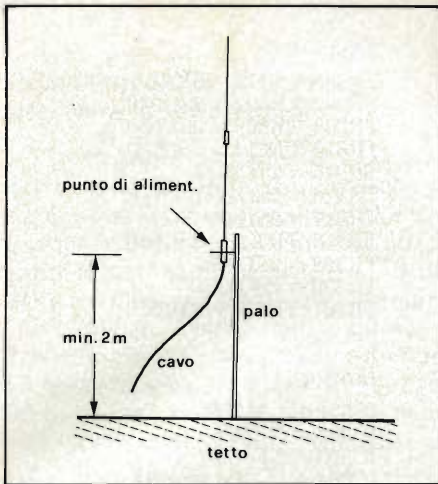
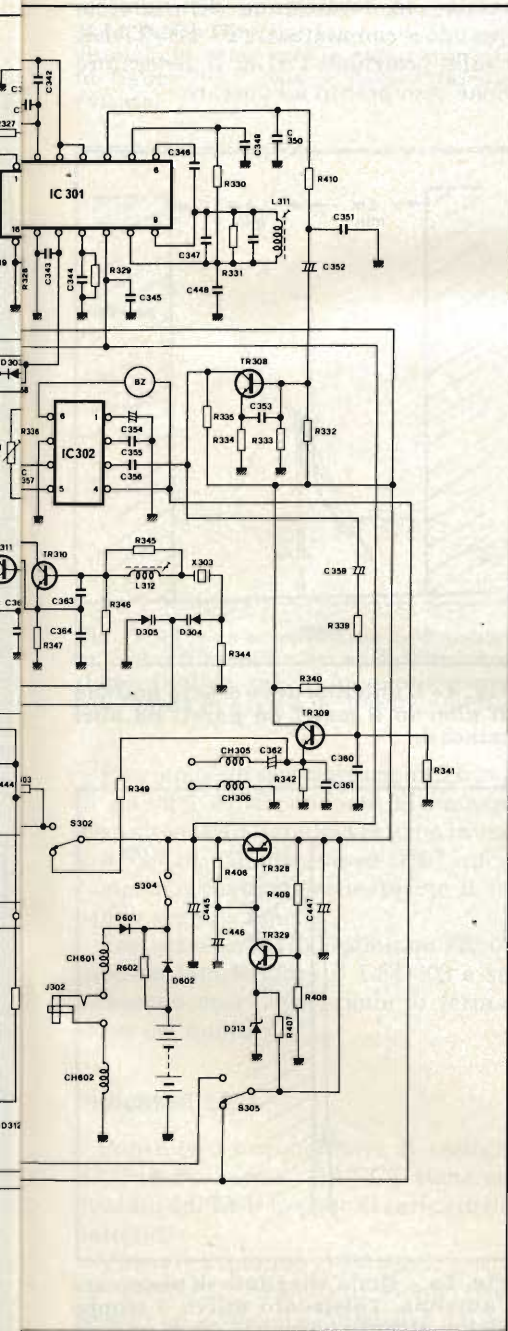



Fig. 3 - Il punto di alimentazione dell'elemento attivo dell'antenna deve essere rialzato di almeno due metri, dal tetto se si vuole avere la resa migliore.

Il secondo segnale tono è generato dal transistore TR323 ed inviato al circuito di modulazione attraverso TR324. La sua frequenza può essere regolata tra 4700 e 5300 Hz tramite VR303.

Circuito di chiamata

Ponendo il commutatore S302 in posizione TALK ed azionando l'interruttore di chiamata S303, si alimenta il circuito generatore del primo segnale tono. Accade perciò che sia il primo che il secondo segnale tono vanno in modulazione contemporaneamente, effettuando in questo modo la chiamata della base fissa.

Trasmettitore

La sezione trasmittente viene alimentata quando il commutatore S302 si trova in posizione TALK.

TR310 e X303 formano un oscillatore controllato a quarzo la cui frequenza (4÷5 MHz) viene modulata dai diodi a capacità variabile D304, 305.

Lo stadio relativo al TR311 contribuisce a stabilizzare il circuito di oscillazione.

L'onda fondamentale amplificata da TR312, viene triplicata da TR313, L314, 315, 316, in modo da ottenere un valore di frequenza compreso tra 13 e 15 MHz.

TR314, L317, 318 introducono su tale valore una ulteriore duplicazione che consente di raggiungere la gamma 26÷31 MHz.

A questo punto, il segnale passa al circuito amplificatore di potenza che grazie al preamplificatore TR315 ed al

ELENCO COMPONENTI DEL TELEFONO - STAZIONE MOBILE

Resistori

R301	= 100 k Ω	R378	= 220 k Ω
R302	= 330 Ω	R379	= 2,2 k Ω
R303	= 220 Ω	R380	= 2,2 k Ω
R304	= 10 k Ω	R381	= 330 k Ω
R305	= 330 Ω	R382	= 1 k Ω
R306	= 56 k Ω	R383	= 15 k Ω
R307	= 220 Ω	R384	= 1 k Ω
R308	= 10 k Ω	R385	= 150 Ω
R309	= 56 k Ω	R386	= 330 k Ω
R310	= 1 k Ω	R387	= 3,3 k Ω
R311	= 220 Ω	R388	= 10 k Ω
R312	= 10 k Ω	R389	= 10 k Ω
R313	= 22 k Ω	R390	= 10 k Ω
R314	= 2,7 k Ω	R391	= 56 k Ω
R315	= 10 k Ω	R392	= 1 k Ω
R316	= 56 k Ω	R393	= 1 k Ω
R317	= 1 k Ω	R394	= 10 k Ω
R318	= 220 Ω	R395	= 39 k Ω
R319	= 1 k Ω	R396	= 4,7 k Ω
R320	= 1 k Ω	R397	= 4,7 k Ω
R321	= 2,2 k Ω	R398	= 12 k Ω
R322	= 100 k Ω	R399	= 56 k Ω
R323	= 2,2 k Ω	R400	= 1 k Ω
R324	= 100 k Ω	R401	= 22 k Ω
R325	= 10 k Ω	R403	= 330 Ω
R326	= 2,2 k Ω	R404	= 1 k Ω
R327	= 330 Ω	R405	= 47 k Ω
R328	= 100 k Ω	R406	= 1 k Ω
R329	= 47 k Ω	R407	= 1,5 k Ω
R330	= 10 k Ω	R408	= 6,8 k Ω
R331	= 22 k Ω	R409	= 1,5 k Ω
R332	= 56 k Ω	R410	= 1 k Ω
R333	= 10 k Ω	R501	= 330 Ω
R334	= 680 Ω	R502	= 750 k Ω
R335	= 3,3 k Ω	R503	= 750 k Ω
R336	= 2,7 k Ω	R504	= 10 k Ω
R337	= 1 k Ω	R505	= 15 k Ω
R338	= 1 k Ω	R506	= 6,8 k Ω
R339	= 2,2 k Ω	R507	= 6,8 k Ω
R340	= 22 k Ω	R508	= 820 Ω
R341	= 10 k Ω	R509	= 10 k Ω
R342	= 560 Ω	R510	= 22 k Ω
R343	= 1,8 k Ω		
R344	= 10 k Ω		
R345	= 15 k Ω	*Condensatori*	
R346	= 33 k Ω	C301	= 39 pF
R347	= 2,7 k Ω	C302	= 22 pF
R348	= 1 k Ω	C303	= 82 pF
R349	= 1 k Ω	C304	= 47 pF
R350	= 10 k Ω	C305	= 120 pF
R351	= 56 k Ω	C306	= 2 pF
R352	= 100 Ω	C307	= 120 pF
R353	= 560 Ω	C308	= 100 pF
R354	= 220 Ω	C309	= 27 pF
R355	= 10 k Ω	C310	= 10 nF
R356	= 56 k Ω	C311	= 10 nF
R357	= 100 Ω	C312	= 27 pF
R358	= 220 Ω	C313	= 2 pF
R359	= 4,7 k Ω	C314	= 68 pF
R360	= 56 k Ω	C315	= 39 pF
R361	= 100 Ω	C316	= 12 pF
R362	= 220 Ω	C317	= 47 pF
R363	= 560 Ω	C318	= 22 nF
R364	= 100 Ω	C319	= 18 pF
R365	= 10 Ω	C320	= 22 nF
R366	= 2,2 k Ω	C321	= 10 nF
R367	= 1 k Ω	C322	= 10 nF
R368	= 47 k Ω	C323	= 220 pF
R369	= 5,6 k Ω	C324	= 100 pF
R370	= 8,2 k Ω	C325	= 10 nF
R371	= 4,7 k Ω	C326	= 12 pF
R372	= 10 k Ω	C327	= 10 nF
R373	= 10 k Ω	C328	= 10 nF
R374	= 100 k Ω	C329	= 47 μF-
R375	= 8,2 k Ω		12-VL
R376	= 8,2 k Ω	C330	= 22 nF
R377	= 5,6 k Ω	C331	= 22 nF

C332 = 47 µF-12-VL
C333 = 22 nF
C334 = 22 nF
C335 = 22 nF
C336 = 22 nF
C337 = 22 nF
C338 = 1 nF
C339 = 22 nF
C340 = 22 nF

C341 = 22 nF
C342 = 22 nF
C343 = 22 nF
C344 = 22 nF
C345 = 22 nF
C346 = 10 pF
C347 = 68 pF
C348 = 22 nF
C349 = 22 nF
C350 = 22 nF
C351 = 1 nF
C352 = 1 µF-25-VL
C353 = 10 nF
C354 = 2,2 µF-12-VL
C355 = 33 nF
C356 = 10 nF
C357 = 100 nF
C358 = 10 nF
C359 = 1 µF-25-VL
C360 = 10 nF
C361 = 10 nF
C362 = 1 µF-25-VL
C363 = 220 pF
C364 = 100 pF
C365 = 22 nF
C366 = 47 pF
C367 = 22 nF
C368 = 120 pF
C369 = 22 nF
C370 = 10 nF
C371 = 470 pF
C372 = 22 nF
C373 = 68 pF
C374 = 22 nF
C375 = 2 pF
C376 = 68 pF
C377 = 2 pF
C378 = 100 pF
C379 = 150 pF
C380 = 22 nF
C381 = 22 nF
C382 = 33 pF
C383 = 2 pF
C384 = 10 nF
C385 = 33 pF
C386 = 100 pF
C387 = 47 pF
C388 = 22 nF
C389 = 22 nF
C390 = 220 pF
C391 = 22 nF
C392 = 220 pF
C393 = 120 pF
C394 = 33 pF
C395 = 100 pF
C396 = 100 pF
C397 = 10 nF
C398 = 10 nF
C399 = 68 pF
C400 = 6 pF
C401 = 100 pF
C402 = 10 nF
C403 = 10 nF
C404 = 47 µF-12-VL
C405 = 10 nF
C406 = 47 µF-12-VL

C407 = 10 µF-12-VL
C408 = 10 µF-12-VL
C409 = 3,3 nF
C410 = 3,3 nF
C411 = 3,3 nF
C412 = 3,3 nF
C413 = 100 pF
C414 = 100 pF
C415 = 3,3 nF
C416 = 3,3 nF
C417 = 100 pF
C318 = 10 nF
C419 = 1 nF
C420 = 1 nF
C421 = 1 µF-25-VL
C422 = 1 µF-25-VL
C423 = 10 nF
C424 = 10 µF-12-VL
C425 = 10 µF-12-VL
C426 = 10 nF
C427 = 1 µF-25-VL
C428 = 1 µF-25-VL
C429 = 47 nF
C430 = 4,7 nF
C431 = 4,7 nF
C432 = 10 nF
C433 = 1 nF
C435 = 100 pF
C436 = 0,47 µF-12-VL
C437 = 0,47 µF-12-VL
C438 = 1 µF-25-VL
C439 = 33 µF-12-VL
C440 = 1 µF-25-VL
C441 = 33 µF-12-VL
C442 = 33 µF-12-VL
C444 = 33 µF-12-VL
C445 = 220 µF-16-VL
C446 = 100 µF-12-VL
C447 = 220 µF-12-VL
C501 = 100 pF
C502 = 100 pF
C503 = 100 pF
C504 = 47 µF-12-VL
C505 = 22 nF
C506 = 330 pF
C507 = 22 nF
C508 = 22 nF

Trimmer

VR301 = 10 k Ω
VR302 = 100 Ω
VR303 = 10 k Ω
VR304 = 2,2 k Ω
VR305 = 10 k Ω
VR306 = 47 k Ω
VR501/VR502 = 33 k Ω

Filtri ceramici

CF301 = SFE 10,7 MHz
CF302 = SFE 10,7 MHz
CF303 = 455 kHz

Diodi

D301/D303 = IS 1588
D304/D305 = IS 553
D306/D308 = IS 1588
D309 = Zener da 6 V.
D310/D311 = 1N60
D312 = IS 1588
D313 = Zener da 6V.
D501 = Zener da 3,5 V
D502 = IS 1588
D503 = IS 1588
D601/D602 = SR 1k
LED301/LED303 = Led Rossi da 5 mm

Transistori

TR301 = FET - 2SK41
TR302/TR307 = 2SC930
TR308/TR309 = 2SC536
TR310/TR314 = 2SC930
TR315 = 2SC2314
TR316 = 2SC1971
TR317 = 2SD439
TR318/TR327 = 2SC536
TR328 = 2SD439
TR329 = 2SC536
TR501/TR502 = 2SC536

Integrati

IC301 = LA1230
IC302 = NE567
IC303 = NE555
IC304 = D-1200 Murata
IC305 = LA3210
IC501 = S-2560A

Quarzi

X301 = 39,160 MHz
X302 = 10,245 MHz
X303 = 4,3433 MHz

Deviatori

S301 = Deviatore a pulsante
S302 = Microdeviatore 1 via
S303 = Deviatore a pulsante
S304 = Interruttore a pulsante
S305 = Microdeviatore 1 via

Key = Tastiera a matrice 4x3
MF-301 = Microdiapason
M = Strumento da 100 µA F.S.
BZ = Buzzer da 6 V.
PL = Lampadina 9 V.

Bobine e MF

L301 = 7 Spire da 0,6 mm - supp. 8 mm
L302 = Bobina tipo REC-026
L303 = Bobina tipo REC-027
L304/L306 = Bobina tipo REC-027
L307 = Bobina tipo REC-034
L308 = Bobina tipo REC-004
L309 = M. F. 455 kHz gialla
L301/L311 = M.F. 455 kHz-gialle
L312 = Bobina tipo REC-038
L313 = Bobina tipo REC-036
L314 = Bobina tipo REC-033
L315/316 = Bobine tipo REC-029
L317 = Bobina tipo REC-030
L318 = Bobina tipo REC-029
L319 = Bobina tipo REC-032
L320 = spire da 0,6 mm supp. 8 mm
L321/L323 = 8 spire da 1 mm in aria - supp. 5 mm
L324 = 10 spire da 0,7 mm supp. toroidale da 10 mm (Toroide AMIDON)
L325 = 10 spire da 0,6 mm supp. da 8 mm

Induttanze

CH301/CH302 = Indutt. da 4 µH
CH303/CH306 = Indutt. da 10 µH
CH601/CH602 = Indutt. da 4 µH

finale TR313, è in grado di erogare una potenza HF di 4-5 W.

Se l'impedenza dell'antenna non si dovesse adattare a quella di uscita dell'amplificatore di potenza, l'onda riflessa si rivela attraverso L324; l'alimentazione di TR315 in questo caso si riduce per l'intervento del circuito di controllo TR317, 318 ed il transistore finale TR316 non corre pericoli di fuori uso. Il trimmer VR302 regola l'SWR

Formazione del numero

IC501 è il generatore di impulsi che assolve la formazione del numero. Quando il commutatore ST-BY/TALK è sulla posizione TALK, il generatore viene reso pronto ad operare.

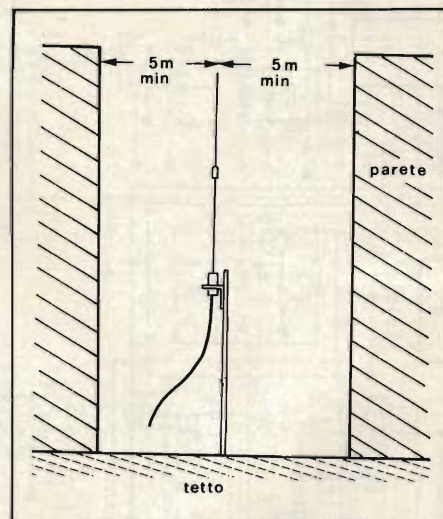



Fig. 4 - L'antenna deve essere lontana di *almeno* 5 metri da pareti od altri ostacoli.

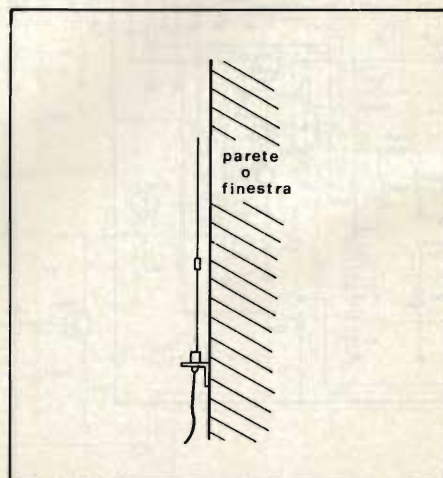



Fig. 5a - Modo sbagliato di sistemare l'antenna: l'elemento attivo è troppo vicino al muro e l'emissione di onde in questa direzione non avviene.

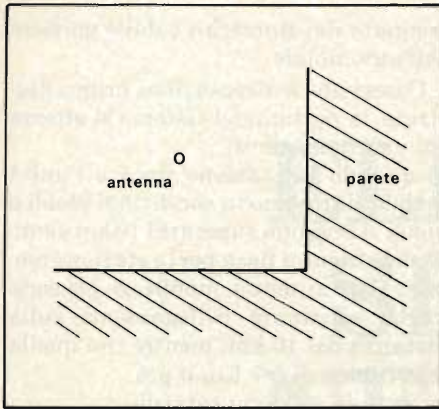



Fig. 5b - Se l'antenna è circondata da muri od altro, la sua efficienza diviene assai bassa. Inutile rimarcare che una situazione come quella rappresentata in figura deve essere assolutamente evitata.

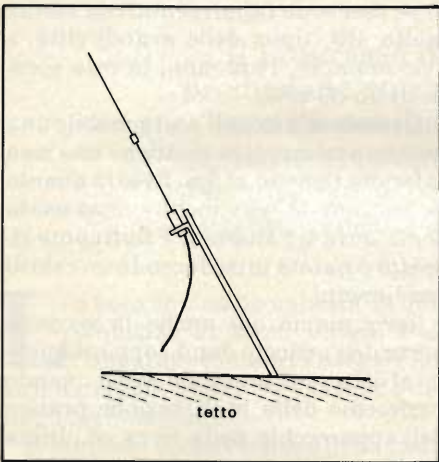



Fig. 5c - L'altezza effettiva dell'antenna è insufficiente a causa dell'inclinazione. Inoltre, non si ha adattamento con l'onda in arrivo dell'unità mobile.

Premendo un tasto, si forma un treno di impulsi corrispondente al numero segnatovi. Tali impulsi vengono inviati a TR319, 320 attraverso D307 interrompendo contemporaneamente il secondo segnale tono.

Essi attraverso D503 pilotano TR501 facendo lampeggiare il LED303 e segnalando così l'operazione di formazione del numero.

Indicatori LED

Ponendo il commutatore di verifica S303 in posizione "BATT", viene segnalato dal LED lo stato di carica della batteria.

Viceversa quando S303 viene posto su "SIGNAL", il LED funziona come Smeter ed evidenzia l'intensità del segnale in ricezione.

Come impiantare le antenne per avere la resa migliore

Per sfruttare pienamente le risorse del sistema bisogna ricordarsi che le antenne svolgono un ruolo importantissimo in ogni apparecchiatura utilizzante le onde radio per il collegamento delle parti: non è esagerato affermare che l'efficienza piena del complesso è determinata da quella delle antenne. Le note che seguono hanno appunto lo scopo di consigliare l'utente sul modo migliore di installazione nelle varie situazioni e su ciò che bisogna evitare per non incorrere in profonde cadute di rendimento.

L'efficienza dell'antenna cresce con l'aumentare dell'altezza a cui viene posta. Ricordando questo fatto, quando la collochiamo sul tetto di un edificio alto o di una normale casa, faremo in modo che il punto di alimentazione (quello, cioè, a cui il cavo di AF è collegato) si trovi rialzato di almeno due metri rispetto al piano del tetto come rappresentato in *figura 3*.

Il luogo in cui l'antenna è collocata non deve essere circondato da lastre o reti metalliche, nè da pareti di calcestruzzo. Se questa situazione non può essere evitata, si faccia in modo che l'antenna sia distanziata di *almeno* cinque metri da questi ostacoli: vedere *figura 4*.

L'antenna inoltre deve essere disposta verticalmente. Le *figure 5a-b-c-d-e* mostrano esempi di installazione sbagliata.

Ricordiamo ancora che nè fili metallici, nè rami di alberi devono toccare l'elemento attivo dell'antenna. Essa deve essere collocata abbastanza lontana da altre antenne e dai loro sostegni. Anche un'errata disposizione dell'antenna rispetto al proprio sostegno è causa di un forte calo di rendimento: le *figure 6a,b* mostrano questa possibilità di errore, mentre la *figura 6c* illustra un modo corretto di impianto.

La portata maggiore si ottiene quando l'antenna viene posta su un tetto dal quale si goda di una visibilità di diversi chilometri e non venga ostacolata da edifici molto alti o da linee di alta tensione. Se sono presenti ostacoli, la portata si riduce avvertibilmente nella loro direzione con un peso dipendente dalle specifiche condizioni operative.

Quando l'antenna è posta ad una distanza anche di poco inferiore ai 5 metri rispetto a consistenti ostacoli circostanti, la portata nella direzione di questi si riduce della metà rispetto a quella del caso ideale.

Se si pensasse di porre l'antenna in modo da essere soffocata da grossi edifici come quelli delle grandi città, ci si ricordi che la portata diventa molto bassa ed in casi estremi il collegamento può avvenire solo se la base fissa e quella mobile si vedono.

Poichè le onde si propagano in linea

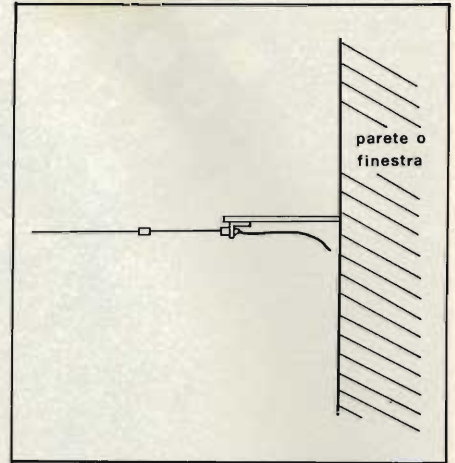



Fig. 5d - Con questa disposizione si perde efficienza per mancanza di adattamento con l'onda in arrivo.

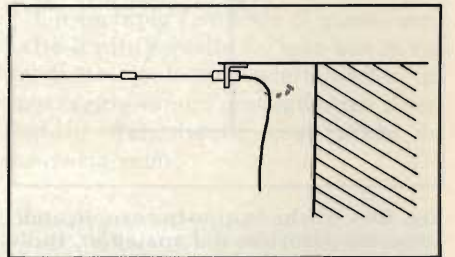



Fig. 5e - È difficile ricevere onde dalla parte del muro: altra disposizione da evitare.

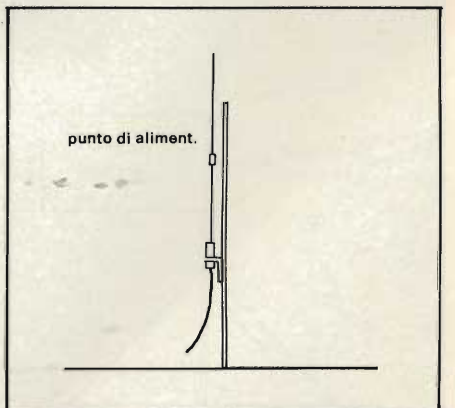
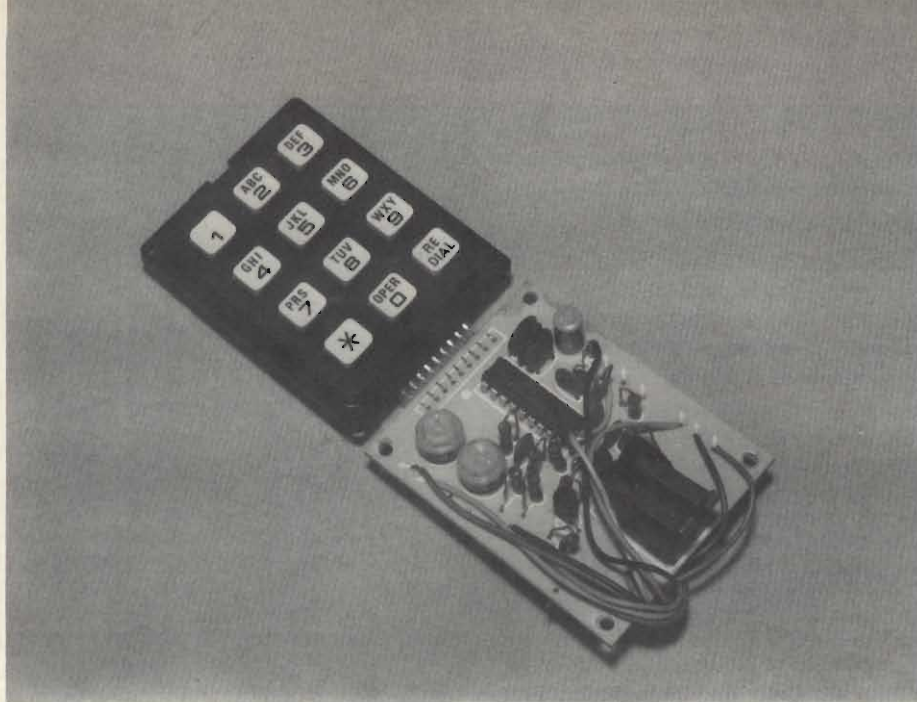



Fig. 6a - Si illustra un'altra possibilità di errore: con questa disposizione le onde vengono assorbite dal palo e non dall'elemento attivo.

Vista della tastiera telefonica a realizzazione ultimata.

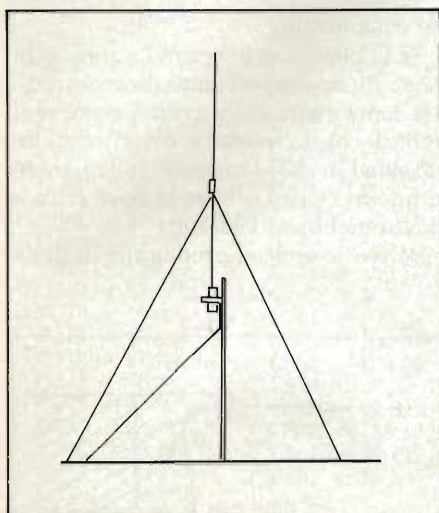



Fig. 6b - Anche in questo caso, le onde vengono assorbite dal sostegno. Inoltre, si perde anche in capacità meccanica.

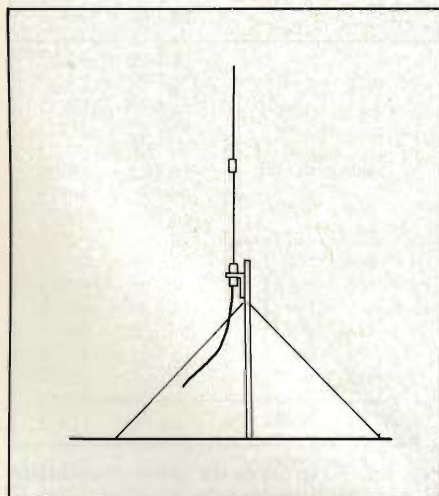



Fig. 6c - Modo corretto di impiantare l'antenna.

retta (generalmente parlando), è desiderabile che le antenne della base fissa e di quella mobile si vedano comunque reciprocamente. Questa situazione ideale, difficilmente si verifica e perciò è bene ricordare le note seguenti quando si sceglie il posto da cui operare con la stazione mobile.

Cercare un luogo libero, se possibile da ostacoli come grandi edifici, monti o linee di alta tensione; se impossibile, allontanarsi da essi. Se si opera in montagna, in una valle o in un pendio, si scelga sempre il posto più alto.

Fissare saldamente l'antenna, perfettamente distesa, e stringere a fondo il connettore. Fare anche attenzione che il cavo coassiale non venga danneggiato dai finestrini o dalle portiere dell'automobile.

Osservate le precauzioni prima illustrate, la portata del sistema si attesta sui valori seguenti:

a) quando la stazione fissa e l'unità mobile si trovano in condizioni ideali o quasi si possono superare i 10 km usando un'antenna fissa per la stazione mobile. Con antenna mobile si possono anche effettuare collegamenti sulla distanza dei 10 km, mentre con quella telescopica di 5-7 Km o più

b) quando esistono ostacoli:

1) la portata diminuisce del 30-50% nella direzione di quelli consistenti, mentre rimane inalterata nelle altre;

2) se gli ostacoli consistenti sono anche vicini, la portata cala del 60-40% nella loro direzione e del 30-50% nelle altre;

3) se essi sono rappresentati da edifici molto alti, tipici delle grandi città, e "circondanti" l'antenna, la resa scende di un 50-80%.

Quando si usa nell'unità mobile una antenna telescopica si ottiene una resa inferiore rispetto al tipo fisso in quanto la stazione in movimento viene usata come terra e l'antenna è fluttuante rispetto a questa introducendo un calo di rendimento.

Terminiamo qui anche la seconda parte dell'articolo dando appuntamento al lettore il prossimo mese quando parleremo della realizzazione pratica dell'apparecchio nella terza ed ultima parte.

continua

■

950 mila VTR prodotti dalla Sanyo nel 1981

Per il quarto anno consecutivo la Sanyo Electric chiude i conti con risultati in miglioramento. Nell'esercizio al 30 novembre scorso questo gruppo ha realizzato utili netti consolidati di 23,95 miliardi di yen (circa 130 miliardi di lire) e vendite consolidate di 752,4 miliardi di yen (circa 4000 miliardi di lire) con incrementi rispettivamente del 13,2% e del 10,6%. Gli utili sono risultati leggermente inferiori alle aspettative. Anche le vendite si sono espanse al ritmo di alcuni punti percentuali al di sotto del budget in seguito ai ritardi accusati nell'approntare le capacità produttive per i videoregistratori. Nell'esercizio fiscale in questione la Sanyo ha costruito infatti 950 mila VTR in luogo dei previsti 1,1 milioni. I prodotti consumer, compresi i videoregistratori, hanno contribuito per il 54% alla formazione del fatturato consolidato, col miglioramento del 14,5%. L'export è migliorato del 20,1%, ed ha interessato il 55,6% di tutto il volume di affari. Notevoli investimenti sono stati fatti per sviluppare una strategia della ricerca e sviluppo e per penetrare nel mercato dell'office automation. Nel corrente esercizio la Sanyo calcola di continuare a sviluppare sia le vendite (+ 15,6% è il tasso di crescita previsto) che gli utili netti (+ 16%).

LA VOCE ELETTRONICA SI AFFERMA NEL MERCATO CONSUMER

di G. Martinetti

Il progresso delle tecniche di sintesi mediante calcolatore e la produzione su scala industriale dei relativi circuiti integrati hanno reso disponibile la voce elettronica per diverse applicazioni del mercato consumer oltre che di quello industriale. Dopo una rapida rassegna dei principali sistemi di sintesi della voce vengono descritti alcuni traduttori della Texas e un orologio parlante della Sharp.

La voce umana è composta da una sequenza di *suoni* emessi dall'apparato fonatorio e legati fra loro da *regole* lessicali e fonetiche del linguaggio impiegato.

Il processo di conversione di un testo scritto in un messaggio parlato si può sintetizzare come in *figura 1-A*, in cui il sintetizzatore, comandato dal testo scelto, elabora opportunamente i suoni secondo le regole immagazzinate per restituire in uscita il messaggio desiderato.

Se i suoni immagazzinati sono fonemi, cioè le unità più elementari del linguaggio (e perciò in numero limitato) occorrono delle regole molto complesse e numerose per ottenere tutte le combinazioni o frasi parlate che si desiderano. Con questo metodo, detto "sintesi da regole" o di "analisi-sintesi", il segnale vocale è prodotto completamente in modo artificiale. A tal proposito viene impiegato un circuito sintetizzatore, operante nel dominio della frequenza, nel quale un segnale impulsivo e un suono bianco vengono combinati e sagomati da un filtro digitale secondo i formanti dedotti dalla analisi della voce. Viceversa se i suoni in memoria sono combinazioni di fonemi, cioè difoni e consonanti o addirittura parole, occorre immagazzinare un numero elevato di suoni e poche regole di concatenazione. Questo è il metodo di "sintesi per segmenti", che richiede una minore complessità di calcolo e di conoscenze della voce umana.

Al limite se nella memoria-suoni inseriamo frasi già fatte, serve immagazzinare pochissime o nessuna regola di concatenazione ma occorre potenziare molto quella memoria.

Un esempio familiare di questo concetto limite è quello del juke-box in cui mediante pulsanti selezioniamo un messaggio sonoro pre-registrato; il serbatoio dei dischi costituisce la memoria-suoni.

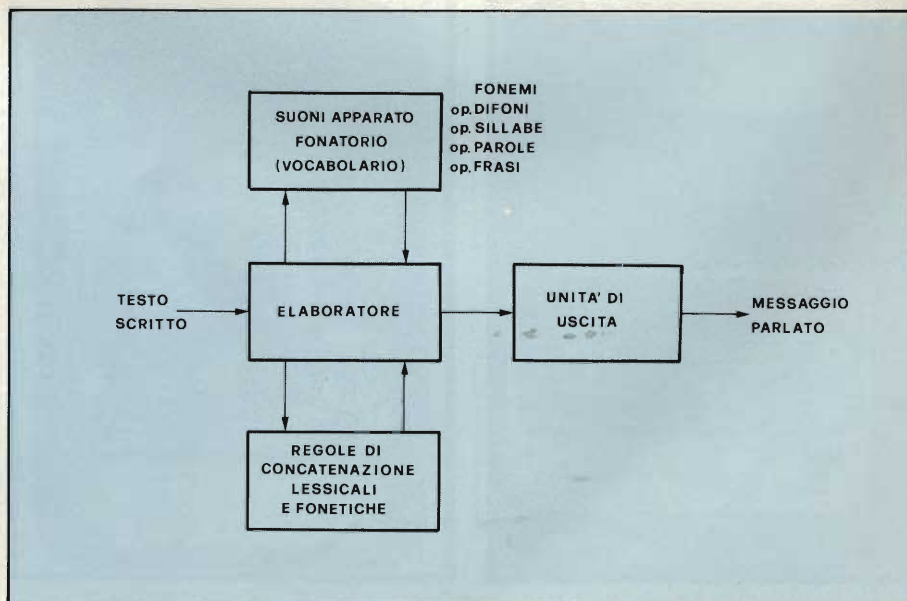



Fig. 1-A - Schema a blocchi del sistema di sintesi per passare da un testo scritto al corrispondente messaggio parlato.

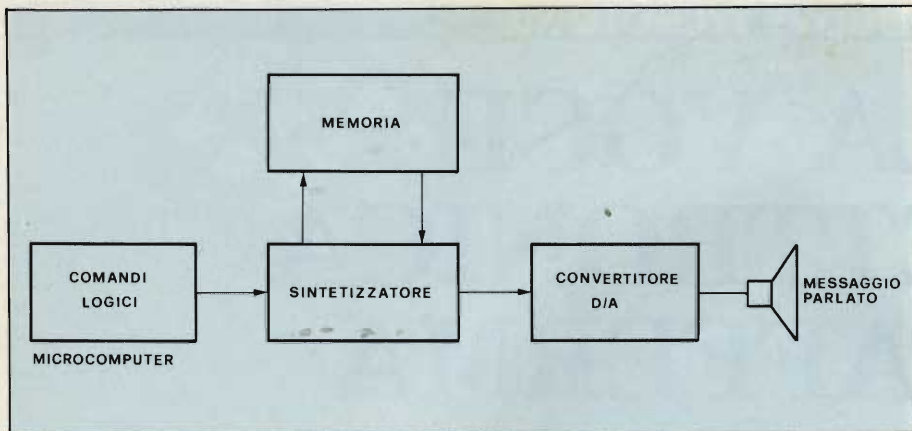



Fig. 1-B - Realizzazione dello schema di sintesi mediante calcolatore.

La realizzazione del processo di sintesi ora descritto mediante un calcolatore digitale (*figura 1-B*) presume naturalmente che i suoni siano immagazzinati nella memoria in forma digitale, mentre l'unità di elaborazione comandata da un microcomputer è costituita da un micro-processore programmato secondo il sistema di sintesi impiegato; infine un convertitore D/A restituisce in uscita il messaggio parlato selezionato.

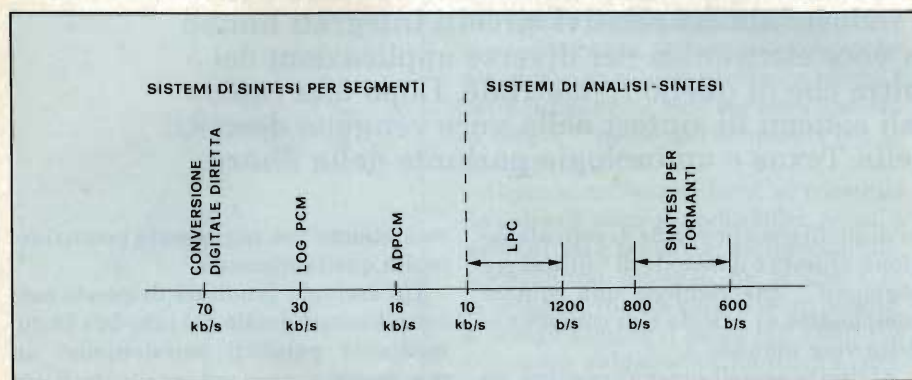



Fig. 2 - Velocità dati necessarie per i diversi sistemi di sintesi del tipo "per regole" e "per segmenti".

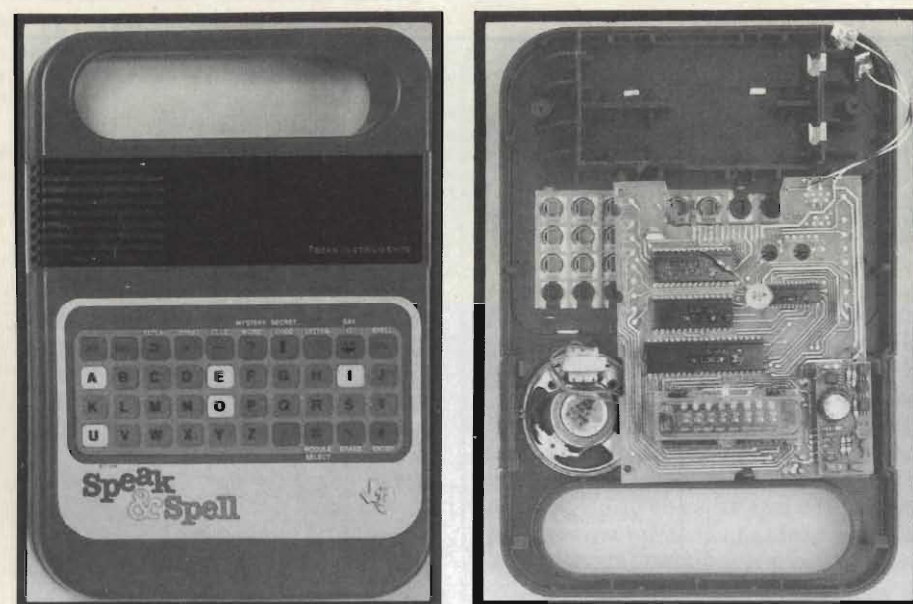



Fig. 3 - Lo Speak and Spell della Texas, grazie all'impiego di un Voice Syntesis Processor integrato in un solo chip, è realizzato complessivamente con pochi componenti.

Prestazioni dei principali sistemi di sintesi

Le prestazioni dei sistemi di sintesi si misurano secondo la velocità dei dati (bit/s) che occorre immagazzinare in memoria e secondo la qualità della voce ottenuta.

Più grande è la velocità dati richiesta dal sistema, più grande è la memoria necessaria ma si ottiene generalmente anche una qualità migliore della voce. Al contrario con basse velocità dati si risparmia in memoria ma si ottiene una bassa qualità e una comprensibilità scadenti.

In pratica si cercano di realizzare sistemi di sintesi che presentino il miglior compromesso fra velocità necessaria e qualità corrispondente della voce.

Il metodo più semplice di sintesi digitale è quello di registrazione diretta in forma digitale. Questo è il caso estremo di *sintesi per segmenti*, corrispondente al juke-box, ma che richiede la velocità dati più elevata. Ad es. per una voce che occupa una banda passante di 4 kHz occorre campionare a 8 kHz e codificare con sequenze di 8 o 7 bit corrispondenti a una velocità di 64 o 56 kbit/s rispettivamente, che con l'aggiunta di qualche bit di sincronismo necessitano un totale massimo di circa 70 kbit/s.

Per ridurre la velocità dati necessaria si ricorre ad algoritmi di compressione con i sistemi Log PCM (30 kb/s), ADPCM (Adaptive Delta Pulse Code

Glossario della voce elettronica

Fonemi: sono i suoni fondamentali che compongono ogni lingua parlata. Sono in totale un centinaio per tutte le lingue il cui suono però dipende molto dalla transizione fra un fonema e il successivo.

Allofoni: sono le diverse possibilità di articolazione di uno stesso fonema.

Formanti: frequenze di risonanza che caratterizzano lo spettro del segnale vocale e perciò il timbro di quel suono. Si hanno tipicamente quattro risonanze per frequenza fino a 5 kHz di cui le più importanti sono quelle a frequenze più basse, dove l'orecchio è più sensibile.

Difoni o diodi: combinazioni di più fonemi.

Modulation) che richiede circa 20 kb/s, LPC (Linear Predictive Code) e PARCOR (Partial Autocorelation) che richiedono da 10 a 1,2 kb/s.

I sistemi di sintesi da regole sono quelli di analisi per formanti o di sintesi per fonemi che richiedono da 40 a 100 bit/s ma con una qualità di voce del tipo robot.

In *figura 2* sono riassunte le velocità dati necessarie per i diversi sistemi di sintesi mentre in *Tabella 1* sono date le capacità di memoria necessarie e il costo relativo per immagazzinare 100 parole.

Lo Speak and Spell della Texas

Il sistema Speak and Spell presentato dalla Texas (*figura 3*) nel giugno 1978 al Consumer Electronic Show di Chicago è stato uno dei primi esempi di macchina parlante portatile introdotta sul mercato consumer, come aiuto per bambini all'apprendimento della pronuncia della lingua inglese.

Tutte le funzioni di sintesi, elaborazione e di conversione D/A in uscita sono integrate nel chip TMS 5100 (*figura 4*). Lo schema a blocchi completo comprende inoltre il microcomputer a 4 bit TMS 1000 per il controllo, due ROM da 128 kbit tipo TMS 6100 per la memorizzazione di circa 300 parole. Infine un oscillatore RC, una tastiera, due diodi e un altoparlante completano il sistema (*figura 5*). La velocità dati è di 1200 bit/s.

Una versione più completa di macchina parlante tascabile sviluppata

Suoni sonori o vocalizzati: quelli in corrispondenza ai quali le corde sonore vibrano producendo una forma d'onda periodica e perciò con uno spettro a righe. Corrispondono alle vocali e alle consonanti l, m, n.

Suoni sordi o non vocalizzati: in corrispondenza ai quali le corde vocali non vibrano, ma vengono prodotti da turbolenza del flusso d'aria fra denti e lingua (*suoni fricativi* come la f) o da una brusca interruzione di pressione del tratto vocale in corrispondenza alle labbra (p), dei denti (t) del palato (k).

Tabella 1 - Capacità e costi necessari per diversi sistemi di sintesi.

Tecnica di sintesi	Velocità dati	Capacità richiesta per 100 parole	Costo approssimato
Conversione diretta A/D	*70 kbit/sec*	*7 Mbit*	*$ 700*
ADPCM	*16 kbit/sec*	*1,6 Mbit*	*$ 160*
LPC	*1500 bit/sec*	*150 kbit*	*$ 15*
Formanti	*800 bit*	*80 kbit*	*$ 8*

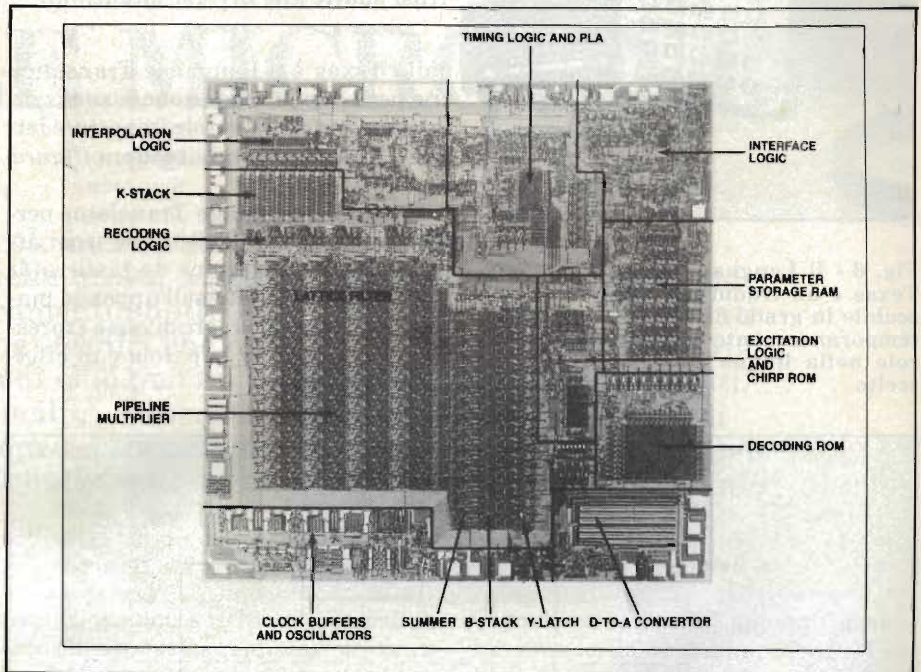



Fig. 4 - Il chip del Voice Syntesis Processor tipo TMS5100 usato nello Speak and Spell.

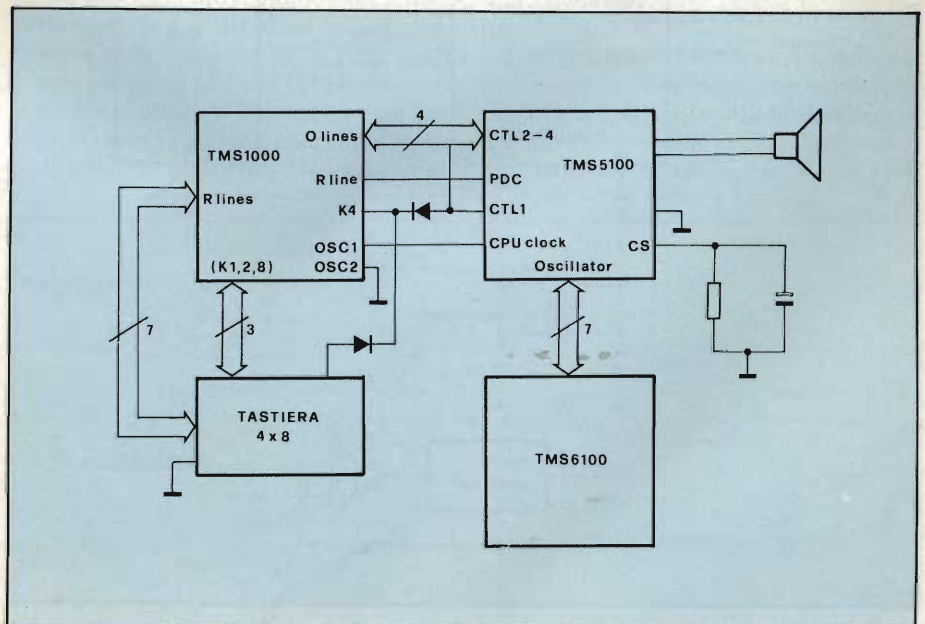



Fig. 5 - Schema a blocchi completo dello Speak and Spell. Ogni blocco corrisponde a un circuito integrato.

Fig. 6 - Il Language Translator della Texas è un traduttore elettronico tascabile in grado di visualizzare e contemporaneamente pronunciare le parole nella lingua relativa al modulo scelto.

Fig. 8 - L'orologio parlante sviluppato dalla Sharp oltre a dire l'ora in inglese, vi avverte dei vostri appuntamenti, sollecitandovi in caso di ritardo, con frasi adatte alle diverse situazioni.

dalla Texas è il Language Translator che permette la traduzione visualizzata e parlata delle parole impostate lettera per lettera con la tastiera (*figura 6*).

Inoltre il Language Translator permette la traduzione di intere frasi attraverso l'impostazione da tastiera di un numero riportato sull'apposito manuale, o infine di creare diverse espressioni combinando le parole e di effettuare lo spelling.

Ogni modulo linguistico intercambiabile contiene 400 vocaboli, è capace di tradurre su display in 4 differenti lingue, secondo tutte le possibili combinazioni e di pronunciar la lingua relativa al modulo prescelto.

la voce elettronica dei giapponesi

La National Semiconductors ha sviluppato il sistema Digitalker DT 1050 (*figura 7*) formato da un Speech processor Chip e da una ROM. Il sistema di sintesi impiegato è del tipo ADPCM che consente una migliore qualità della voce generata pur con velocità dati simile a quella della Texas.

Il circuito SPC può indirizzare direttamente una ROM di 128 kbit espansibile con una minima aggiunta circuitale.

La tecnologia giapponese si è espressa sul mercato consumer in particolare con l'orologio parlante CT-660 della Sharp (figura 7). Le dimensioni e il peso sono tascabili 114x22x60 mm, 165 gr. e l'autonomia della batteria è di circa un anno.

Le diverse possibilità d'impiego sono:

— annuncio dell'ora in ogni istante premendo un pulsante;
— annuncio dell'ora ad ogni mezz'ora;
— annuncio della sveglia e, se non si blocca l'allarme, dopo 5 minuti sollecita "Attention please. It's now six o' five PM. Please hurry";
— timer: con riferimento ad istante di partenza annuncia il tempo trascorso ogni minuto o 5 minuti;
— stopwatch: annuncia che è trascorso un tempo prefissato rispetto ad un istante di partenza.

Fig. 7 - Il sintetizzatore Digitalker sviluppato dalla National Semiconductor impiega una sintesi del tipo ADPCM che consente una qualità migliore della LPC pur con la stessa velocità dati.

Conclusioni

Sono state presentate alcune significative realizzazioni della voce elettronica apparse recentemente sul mercato consumer. Il progresso in corso nello sviluppare nuovi sistemi di sintesi porterà presto la voce elettronica ad una applicazione di massa nel mercato consumer oltre che nei traduttori linguistici e negli orologi qui presentati anche negli elettrodomestici, nelle automobili e nei vari set elettronici immancabilmente presenti nelle nostre case.

■

Bibliografia

Spectrum IEEE - Febbraio 1982
Electronic Design - Marzo 1981
Data Communications - Febbraio 1981
Elettronica Oggi - Gennaio 1982

GENERATORI DI SPETTRO PER CALIBRAZIONE NELLE MICROONDE

di Gianni Brazioli

Il maggior ostacolo incontrato dai dilettanti e dagli studiosi, nell'elaborazione e nella messa a punto degli apparati per microonde, è la mancanza di strumenti adatti, che avendo dei costi assai elevati, sono accessibili solo ai tecnici che operano nell'ambito dell'industria. Talvolta, per i collaudi ci si può aiutare con dei sistemi semplificati, approntabili con facilità. Descriviamo appunto due generatori di spettro realizzabili senza difficoltà che sfruttano la caratteristica non lineare di un diodo Schotty, e di un diodo di vecchio tipo al Germanio ex Radar.

Il "generatore di spettro" è in pratica un sistema che produce una infinità di armoniche, sino alle microonde, e in genere è costituito da una sorgente di segnali RF che eccita un diodo. La caratteristica tipica non lineare di quest'ultimo, consente appunto il ricavo di un ampio numero di armoniche pari e dispari.

Un generatore del tipo detto può servire anche per misurazioni nella banda dei 10.000 MHz, e per il collaudo dei ricevitori che operano alle frequenze limitrofe. Si verifica infatti una fortunata coincidenza; moltiplicando varie decine di volte il segnale di un trasmettitore per i 144 MHz, si hanno dei segnali ancora utilizzabili nella banda "X". Il principio è sfruttato nel semplice dispositivo che si scorge nella *figura 1*, che ha appunto l'ingresso a 144 MHz e l'uscita a 10.000 MHz. Per il pilotaggio serve una potenza molto bassa: da 10 a 100 mW.

Il diodo, con la guida d'onda, forma un moltiplicatore armonico accordato sul valore che serve. Il trimmer R1, serve solo come attenuatore se all'ingresso si presentano dei segnali più ampi del previsto, per esempio, 0,5 W. Se l'attenuazione non è richiesta, R1 può essere eliminato. La realizzazione pratica del generatore di spettro è molto semplice: il moltiplicatore d'armoniche che si vede nella figura 1 in alto, può essere costruito impiegando una scatoletta metallica dalle dimensioni non strettamente critiche. Per l'ingresso (connessione al TX per 144 MHz) si userà un bocchettone BNC, mentre per l'uscita è necessario impiegare qualcosa di meglio, un elemento "N" adatto ai segnali elevatissimi, appunto genere microonde, da 50 Ω d'impedenza. Tale "N" sarà maschio, perchè nel tratto di guida d'onda per 10.000 MHz che si vede subito al di sotto, sarà montata una complementare presa "N" femmina.

Il montaggio dei componenti del moltiplicatore di armoniche che non ha alcuna criticità; se si utilizza il trimmer R1, sarà necessario saldare un terminale del medesimo al capo "caldo" del

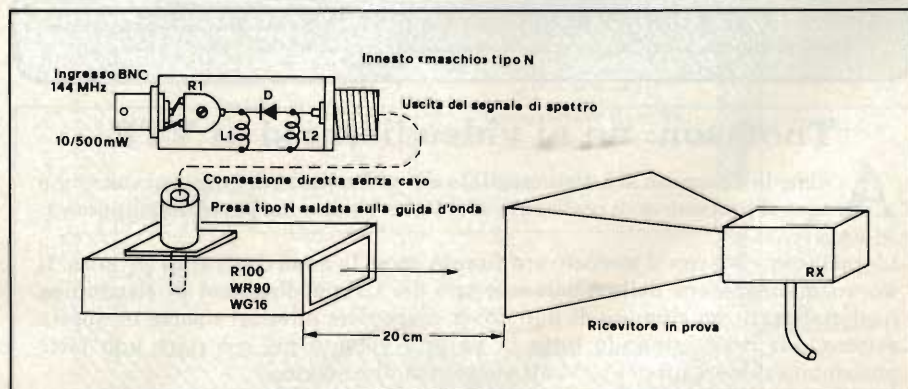



Fig. 1 - Generatore di spettro che impiega un diodo di Schotty. Il connettore "N" del moltiplicatore di armoniche, deve essere direttamente inserito nella presa "N" montata sulla guida d'onda; quest'ultima non ha una lunghezza critica.

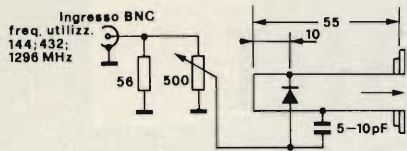



Fig. 2 - Generatore di spettro che impiega un vecchio diodo di recupero, abbastanza fragile. Per quest'altro serve una cavità per la banda "X" chiusa, come si vede nel circuito. Se non è possibile rintracciare una cavità del genere, può servire una guida d'onda chiusa ad una estremità, lunga all'incirca 55 mm. La posizione per il diodo è indicata. Il pilotaggio del generatore può essere di circa 50 mW con un massimo di 100 mW, ma si deve fare attenzione a regolare il trimmer in modo che il diodo non sia attraversato da una corrente di picco eccessiva, perchè si rompe con facilità.

BNC e l'altro sulla massa. Il cursore andrà direttamente all'impedenza L1, ed al diodo.

Le parti da impiegare sono le seguenti:

L1: 10 spire di filo in rame smaltato da 0,3 mm accostate ed incollate in modo che si autosupportino, con un diametro interno di 5 mm.

L2: 4 spire di filo in rame smaltato da 0,2 mm, accostate ed incollate in modo che si autosupportino, con un diametro interno di 4 mm. Naturalmente le relative connessioni devono essere molto brevi. I capi freddi devono essere saldati direttamente a massa, sulla scatoletta che funge da contenitore.

Il diodo può essere uno Schottky qualunque, moderno. Oggi, tali diodi non hanno più un prezzo elevato. Nel prototipo, si è impiegato un "veterano" P 081 B, ma un comune HP 2800 va altrettanto bene. Così per diodi ancora più moderni nella gamma "da mille lire". La guida d'onda che serve da filtro d'uscita e da formatrice nella gamma dei 10.000 MHz può essere un qualunque spezzone adattatore, di prolunga, di congiunzione per la banda X. I modelli indicati sono i vari R100, WR90, WG16 ecc. La presa, "N" se possibile, dovrebbe essere *saldata* sulla guida, anche utilizzando una fiaccolina per connessioni all'argento.

L'impiego del sistema è estremamente semplice. Il trasmettitore per 144 MHz, sarà connesso all'entrata del generatore di spettro tramite un cavettino a 50 Ω, genere "RG-58/U" o simili. Il connettore "N" maschio d'uscita sarà avvitato sulla presa "N" della guida d'onda che è acritica, lo ripetiamo, per la lunghezza. L'antenna del ricevitore sottoposto a collaudo sarà posta in asse con la guida, alla distanza di circa 20 centimetri. Con 100 mW all'ingresso, lo strumento del ricevitore, dovrebbe indicare "S9" (tale misura è completamente arbitraria, serve solo come riferimento generale, a dire che il segnale captato dovrebbe essere *molto forte*).

Il generatore di spettro, proprio per sua natura, ha il vantaggio di poter essere impiegato sia a banda larga che stretta, quindi, a parte ogni utilizzo di studio, serve bene anche per provare dei radar antifurto Doppler previsti per la banda "X" e simili.

Nella *figura 2*, si osserva il circuito di un generatore di spettro ancora più semplice, sempre per la banda dei 3 cm. In quest' altro, s'impiega un diodo surplus, ex radar, del tipo 1N23, che è racchiuso in una guida d'onda chiusa (in pratica in una piccola cavità che può essere a sua volta surplus, quella originale che impiegava il diodo, recuperata presso i vari demolitori che operano nel ramo. Il prezzo indicativo dell'usato è sulle tre mila lire. Un ricambio nuovo può costare dalle 19.000 alle 28.000 lire).

Il sistema mostrato nella figura 2, può essere eccitato da segnali che ricadono nella gamma dei 2 metri, dei 70 centimetri, ed anche dei 23 centimetri. La resistenza da 56 Ω, con il trimmer da 500 Ω, forma un partitore, ed al tempo stesso carica la sorgente di segnali. Proprio per tale ragione, la resistenza deve essere assolutamente del tipo antinduttivo.

Il condensatore "C" non è molto critico; può essere da 5 pF, 10 pF o valori analoghi.

Relativamente al pilotaggio, per generare il maggior numero di armoniche, è bene che il diodo sia *leggermente* sovrapilotato, ma si deve stare attenti a non romperlo, perchè gli elementi "a baffo di gatto" della serie 1N21, 1N23 ecc, tutti utilizzabili, hanno una notevole tendenza ad andare fuori uso in modo repentino, forse proprio a causa della loro costruzione antiquata.

In cambio lavorano molto bene sino a circa 12.000 MHz, quindi sono "ancora" degni di rispetto, malgrado l'età vetusta.

Altro non serve dire. Ambedue i generatori di spettro mostrati, che possono ben rappresentare "il-vecchio-e-il-nuovo" in materia, sono semplici ma buoni dispositivi facilmente utilizzabili, pratici, poco costosi: tutto l'inverso di ciò che normalmente si pensa per i sistemi che lavorano a microonde.

Per il circuito di figura 2, non serve alcuna flangia d'uscita ne trombetta, nulla di nulla, come per lo schema di figura 1. Anche la distanza operativa è più o meno identica: circa venti centimetri dall'antenna ricevente, a tromba o a parabola ecc. ■

BIBLIOGRAFIA

(1) VHF COMMUNICATIONS 1/1979.
(2) VHF HANDBOOK R.G.S.B.
(3) The Radio Ameteur's Handbook, anni 1967 e seguenti.
(4) VHF BERICHTE, Volume 10, 4/1978.
(5) SELEZIONE RADIO TV ELETTRONICA HI-FI. Febbraio-marzo 1982 (articoli relativi alle microonde).

Thomson: no ai videodischi sì ai VTR

Anche la Thomson si è disimpegnata dai videodischi di largo consumo che essa si proponeva di realizzare in collaborazione con partners giapponesi ed americani.
L'appuntamento con il mercato era fissato verso la metà degli anni Ottanta. Il nuovo management della Thomson, uno dei Gruppi Francesi di elettronica nazionalizzati, ha ritenuto di non dover disperdere ulteriori risorse in questo settore, pur riconfermando tutta la propria volontà nel costruire una forte posizione sul mercato dei prodotti elettronici di consumo.
La Thomson ha invece deciso di buttarsi sul mercato dei videoregistratori a cassetta per i quali ha concluso un accordo con i giapponesi della JVC (gruppo Matsuhita).

DIODI PER FREQUENZE SUPERIORI A 1000 MHz

A cura di Gianni Brazioli

È comunissimo sentir affermare che "il futuro delle telecomunicazioni è nelle microonde", e tale assunto non è affatto privo di verità. Conviene quindi, sin d'ora, conoscere quei dispositivi tipici che si usano a 1000 MHz ed oltre. Descriviamo qui di seguito i diodi Gunn, IMPATT e TRAPATT che sono elementi tipici per l'impiego SHF, con il minimo ricorso possibile alla fisica, e con un preciso riferimento alle applicazioni.

Il diodo di Gunn oscilla a resistenza negativa nel cosidetto "tempo di transito", utilizzando una semplice resistenza di carico. La sua efficienza, in tal modo, non è certo molto elevata: va dall'uno al cinque per cento, sicchè serve molta energia CC per ricavare una bassa energia RF. Tuttavia, la semplicità d'impiego, fa largamente tollerare la lacuna detta. Il diodo di Gunn, in un certo senso appartiene a quella speciale categoria di "diodi oscillatori" che trova il suo capostipite nel diodo di Esaki, noto anche come "tunnel".

Se si monta il diodo di Gunn in una cavità risonante, e lo si polarizza adeguatamente, si ottiene una efficienza molto migliore di quella "naturale" ed una certa possibilità di variare la frequenza di lavoro.

Le *figure 1* e *2* mostrano due metodi per montare un Gunn in una cavità risonante. La prima, del tipo coassiale, è lunga mezza onda, mentre il terminale del diodo è posto ad un ottavo della lunghezza d'onda, come si vede nella figura 1. Un supporto conduttivo a forma di "chiodo" collega il diodo al positivo dell'alimentazione. Tale supporto è posto proprio al centro della cavità.

Per variare l'accordo, s'impiega una vite di sintonia. La detta, penetrando nel vano ne muta le dimensioni effettive ed offre una regolazione ben progressiva, anche se in una banda di frequenze abbastanza limitata.

L'oscillazione che ha luogo nella cavità, è portata all'esterno tramite una semispira rettangolare, parallela al supporto centrale. L'impedenza di carico del Gunn, dipende dalla posizione della semispira, che deve essere regolata per il miglior compromesso tra la stabilità in frequenza e la potenza d'uscita.

Sebbene basilarmente semplice, la cavità coassiale comporta pur sempre dei problemi; si tratta di un sistema dal basso "Q", sensibile a diversi fattori, come la temperatura e la variazione del

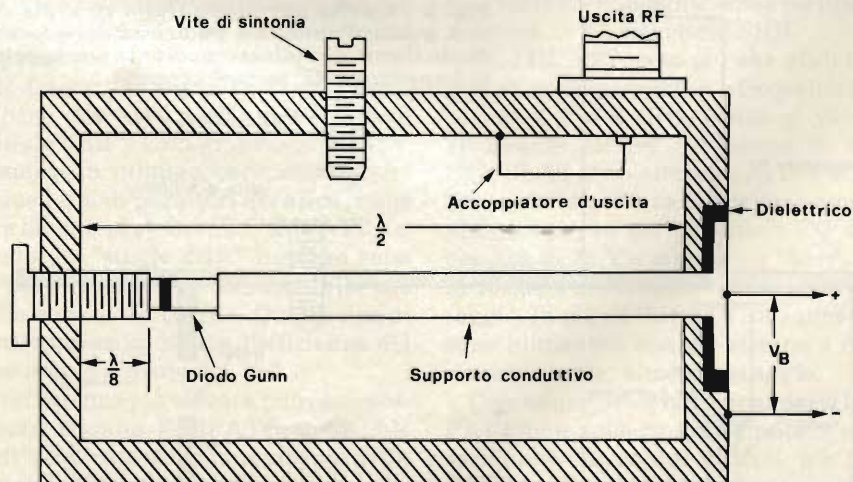



Fig. 1 - Sezione verticale di una cavità impiegante un diodo di Gunn. La cavità è a mezza onda, ed il diodo è posto ad un punto che equivale ad un ottavo della lunghezza d'onda.

carico. Il Gunn, inoltre, tende ad oscillare sulle armoniche della cavità.

Spesso, come cavità per i diodi Gunn s'impiegano delle guide d'onda rettangolari, con una estremità chiusa, (figura 2) e con il diodo collocato al punto *ad ottavo d'onda* come si vede nella figura 1. La polarizzazione per il Gunn giunge attraverso una speciale impedenza, che è calcolata per bloccare il segnale a microonda.

Le dimensioni della cavità, sono determinate con un partitore forato. Tale foro, vien detto dagli americani "iris" (iride) e dai tecnici italiani diaframma. Il diametro del diaframma, che serve come accoppiamento tra la cavità e la seguente guida d'onda, è un compromesso tra la massima potenza d'uscita e l'impedenza interna che si presenta al diodo Gunn.

Il diodo IMPATT.

Il diodo IMPATT (IMPact Avalanche Transit Time), fu scoperto (ipotizzato) nel 1953 da W.T. Read nei laboratori della Bell. Il Read, ne spiegò il funzionamento dicendo che il ritardo in fase in una giunzione PN rispetto ad una tensione RF applicata, in presenza di una corrente di valanga, poteva essere impiegato per il funzionamento a resistenza negativa nelle microonde. Nel modello teorico di Read, i portatori di carica che si spostano attraverso una regione d'impoverimento, provocano la resistenza negativa. Dal modello teorico alla realizzazione pratica, comunque, passò molto tempo perchè s'incontrarono molte difficoltà costruttive che furono risolte solo a metà degli anni '60 (!). Appunto, nel 1965, R.J. Johnson verificò il modello teorico di Read ricavando circa 80 mW di energia RF su 12 GHz con una giunzione PN del tipo detto. Il diodo di Read, per il funzionamento, dipende dall'impatto della valanga e dal tempo di transito, ed appunto proprio in base a questi fenomeni fu creato l'acronimo "IMPATT". In tempi più recenti, si scoprì che la struttura di Read era solo una delle tante che potevano sfruttare il funzionamento IMPATT.

La *figura 3* mostra la curva corrente-tensione di un diodo PN. Ai fini pratici, si può prendere in esame solo il funzionamento nel tratto della polarizzazione inversa, come dire la regione nella quale "V" è inferiore a zero. Vi è una critica tensione di breakdown "VZ" nel tratto a polarizzazione inversa. Ai potenziometri inferiori a questo valore, la corrente tramite la giunzione PN è solo una piccola intensità di perdita. La corrente però aumenta improvvisamente quando la tensione supera la "VZ"; a questo punto, la giunzione opera in valanga. L'aumento nell'intensità, è dovuto all'emissione secondaria o alla moltiplicazione a valanga, nella quale gli elettroni della corrente di perdita hanno un'elevata probabilità di entrare in collisione con gli altri elettroni. Il risultato è un aumento molto rapido nella corrente inversa. In un diodo normale per segnali, o rettificatore, il fenomeno della valanga è potenzialmente distruttivo. Certi tipi di diodi, tuttavia, sono in grado di controllare la valanga con l'impiego di zone adeguatamente drogate. Per esempio, fanno parte della categoria i diodi Zener e tutti quelli a "valanga" controllata".

Si può ora considerare la struttura del diodo IMPATT che si vede nella *figura 4*. La giunzione PN che interessa, è posta sulla sinistra della struttura. È da notare che sul lato destro vi è una giunzione n-n⁺. La regione n⁺ forma un contatto a bassa resistenza per l'elettrodo, e previene la migrazione di ioni metallici (come nella struttura di Gunn) verso la regione attiva.

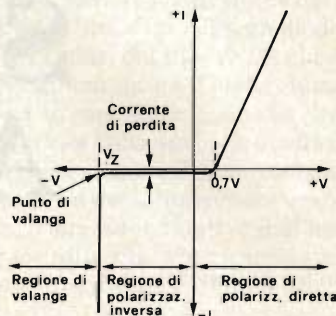



Fig. 3 - Curva della corrente in relazione alla tensione di un diodo PN formato per giunzione. È da notare l'elevatissima corrente inversa che interviene quando la tensione ha superato il punto di valanga VZ.

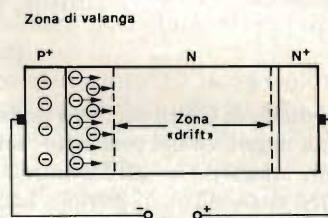



Fig. 4 - Struttura del diodo IMPATT. Gli elettroni generati nella zona di valanga, fluiscono attraverso la zona "Drift", nella zona "N".

La regione centrale, è formata da materiale del tipo n, e rappresenta la zona attiva. Questa regione attiva deve essere drogata nella misura in cui serve per ottenere il completo svuotamento al valore di breackdown.

Gli elettroni generati nella zona di valanga del diodo IMPATT mostrato nella figura 4, scorrono della zona "drift" della regione n. In tal modo basta una leggera crescita nella tensione per avere un forte aumento nell'intensità.

Consideriamo una situazione nella

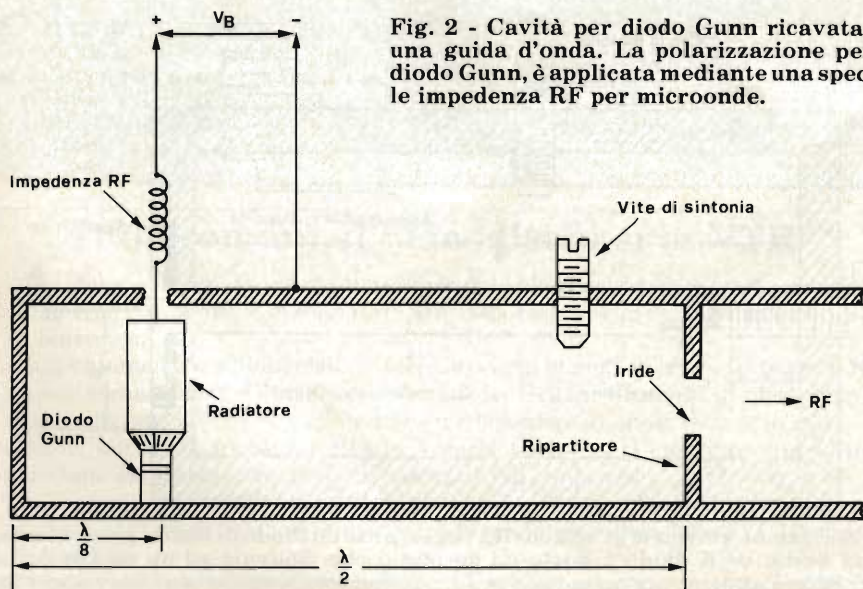



Fig. 2 - Cavità per diodo Gunn ricavata da una guida d'onda. La polarizzazione per il diodo Gunn, è applicata mediante una speciale impedenza RF per microonde.

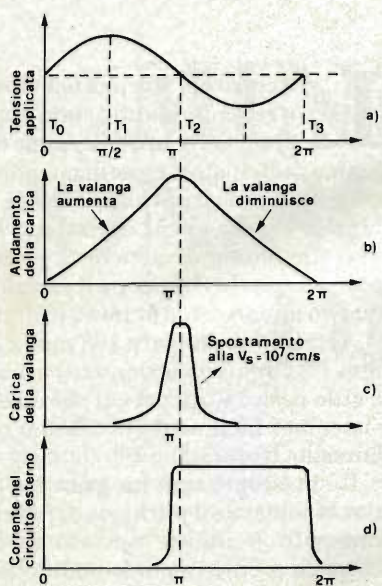



Fig. 5 - L'impulso di corrente in valanga (b) continua ad aumentare sino a dopo che la tensione RF ha raggiunto il valore di picco (a).

quale un dispositivo IMPATT è polarizzato ad un potenziale appena al di sotto della "VZ", come dire in un tratto della conduzione inversa ma non ancora al punto di valanga. È necessario scegliere quel livello di polarizzazione nel quale un piccolo aumento nel potenziale porta in valanga il dispositivo. Così assumiamo che l'IMPATT sia posto in parallelo con una cavità risonante ad alto Q (come dire che l'IMPATT è inserito in tale cavità). La giunzione PN polarizzata all'inverso, creerà un segnale-rumore che eccita ad impulsi il sistema accordato per l'oscillazione. La tensione RF prodotta dalla cavità, si assommerà alla polarizzazione, ed in tal modo il diodo andrà in valanga nei picchi positivi del segnale. Il numero di elettroni generato dalla moltiplicazione a valanga è funzione della tensione applicata (*figura 5*) e del numero di portatori di carica presenti. A causa della doppia dipendenza, gl'impulsi della corrente di valanga (*figura 5*) continuano a crescere anche dopo che il ciclo della tensione RF ha olterpassato il valore di picco. Durante tale procedimento, la densità delle cariche al punto di valanga crescono in modo esponenziale mentre l'intensità di valanga (*figura 5/c*) scorre verso l'altro estremo della zona "DRIFT".

Una domanda interessante: l'IMPATT produce una resistenza negativa? È da notare che la corrente raggiunge il picco (figura 5/c) quando la tensione sinusoidale RF attraversa lo zero (*figura 5/a*); si ha quindi un ritardo in fase di 90° nei confronti del picco di tensione.

Il criterio di base per il riscontro di una resistenza negativa, è una differenza in fase di 90 gradi o più, tra la tensione applicata e la corrente-serie; sicchè si può concludere che anche l'IMPATT sia un sistema a resistenza negativa.

La corrente impulsiva nel circuito esterno della cavità (*figura 5/d*), rappresenta un ritardo nella corrente sulla tensione applicata, di più di 90 gradi.

La relazione tra i due fattori è mostrata nella *figura 6*. I due fattori si combinano in modo tale da provocare una corrente esterna positiva, durante l'escursione negativa della forma d'onda RF: il fenomeno è dato dal tempo di ritardo della valanga, e dal tempo di circolazione della carica della valanga. In tal modo, invece di assorbire energia, come una resistenza positiva, o ohmica, l'IMPATT offre una resistenza negativa.

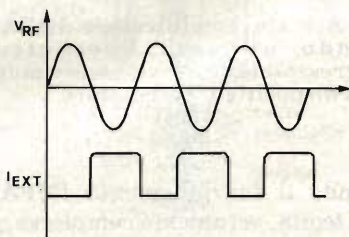



Fig. 6 - La corrente impulsiva nel circuito esterno alla cavità, è una sorta di onda quadra, ed il ritardo relativo, rispetto all'onda sinusoidale, è di oltre 90°.

Il dispositivo IMPATT che abbiamo appena descritto, è noto come sistema "single drift". Una giunzione PN funzionante in valanga, però, stimola ambedue i tipi di portatori di carica, come dire lacune ed elettroni. L'IMPATT, essendo un "single drift" impiega solamente gli elettroni, e respinge le lacune nella zona-p del catodo. Questo tipo di funzionamento, limita l'efficienza del dispositivo a meno del 15%.

Un'efficienza più elevata può essere ottenuta tramite l'IMPATT a "double drift", indicato schematicamente nella *figura 7*. Si tratta di una struttura p^+-p - n - n^+, nella quale la valanga avviene nella giunzione PN.

La zona p^+ serve come contatto ohmico per le lacune portatrici di carica, mentre la regione n^+ serve allo stesso scopo per gli elettroni. L'efficienza d'uscita è aumentata rispetto ai dispositivi "single drift" perchè le lacune attraversano la zona p quasi in fase con gli elettroni che attraversano la zona n.

Applicazioni dei diodi IMPATT

Da ciò che abbiamo detto sin'ora, si è compreso (o almeno lo speriamo!) che un IMPATT ha come funzione naturale quella di oscillatore a microonde. Se si pone un IMPATT in un cavità risonante ad alto Q, e se lo si polarizza in cc ad un livello appena inferiore a quello di valanga, il rumore impulsivo nella cavità inizia a produrre un segnale RF a forma di sinusoide, che porta la giunzione IMPATT all'oscillazione nel modo detto. Il funzionamento IMPATT interviene perchè la tensione CC ed il segnale PF si sommano algebricamente, facendo andare il valanga il dispositivo durante i picchi dei cicli RF. Se il dispositivo è correttamente polarizzato, quindi, la giunzione lavora in valanga per la maggioranza del semiperiodo positivo RF.

Sebbene ora sia ancora più chiaro che l'IMPATT è un oscillatore, in grado di produrre dei consistenti impulsi alle frequenze comprese nel campo delle microonde è da dire che tale dispositivo, non è estremamente diffuso, perchè si tratta pur sempre di un dispositivo che produce un forte rumore (la valanga genera un importantissimo rumore bianco). Proprio per tale ragione, ad esempio, è molto difficile osservare un IMPATT impiegato come oscillatore locale in un ricevitore SHF.

Gli IMPATT sono più che altro impiegati come generatori a frequenze superiori a 3 o 4 GHz, e sino ai valori veramente elevati del genere di 100 GHz (!). Vi sono anche degli IMPATT dall'elevata potenza che devono essere alimentati con dei potenziali CC dell'ordine di 75 V e più, sino a 150 V; un fatto che a molti appare come un svantaggio. In più gli IMPATT, usualmente sono alimentati con dei sistemi a corrente costante, altro svantaggio.

Comunque, le applicazioni degli IMPATT non sono proprio limitate agli oscillatori. In alcuni articoli, gli IMPATT sono proposti come moltiplicatori di frequenza per microonde.

Vi sono poi degli altri IMPATT che sono impiegati come amplificatori, il

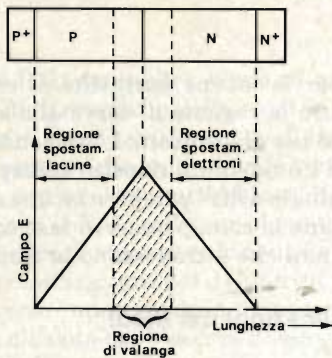



Fig. 7 - Dispositivo IMPATT del tipo "double drift". In questo speciale diodo, la regione di valanga è quella inclusa tra i tratteggi che comprendono parte della regione P e parte di quella N.

che ci sembra degno di nota. Taluni studiosi affermano che le più brillanti prestazioni, dagli IMPATT, si ricavano proprio negli amplificatori, piuttosto che negli oscillatori. Gli amplificatori IMPATT hanno un solo "port" (ingresso-uscita), cosicchè occorre accoppiarli ad un "*circolatore*" per dividere l'ingresso e l'uscita dell'amplificatore, come si vede nella *figura 8*. Questo tipo di amplificatore, vien detto "*amplificatore a riflessione*".

Il diodo "TRAPATT"

I diodi IMPATT da quando sono apparsi sulla grande "scena" dell'elettronica, in pratica, si sono sempre usati a frequenze superiori ai 3 o 4 GHz. In molti casi si vorrebbe il funzionamento a frequenze inferiori, ma ciò potrebbe essere ottenuto solo allungango la durata del tempo di transito. Sino al 1967, risultava molto difficile utilizzare dei dispositivi del genere per generare dei segnali dalla sufficiente potenza nella gamma attorno ai 1000 MHz (1 GHz). Tuttavia, appunto nel 1967, alcuni ingegneri che lavoravano in un centro di ricerche della RCA, riuscirono ad eccitare un dispositivo similare ad un IMPATT in modo diverso, producendo un tipo di lavoro "anomalo". Dopo una certa serie di prove, il gruppo riuscì ad ottenere dagl'impulsi dalla potenza di 425 W con un'efficienza del 25%.

Con un successivo ciclo di lavoro sul nuovo sistema, si raggiunse un'efficienza del 60%, e sino al 75%. I sistemi in cavità sviluppati nel periodo detto dalla RCA, consentivano una sintonia continua tra 0,9 e 1,5 GHz.

Sembrava che il problema del tempo di transito fosse risolto, ma in verità nessuno capiva come e perchè!

Il nuovo sistema fu comunque sperimentato a lungo nella più assoluta segretezza, in attesa che qualcuno potesse elaborare una teoria di funzionamento attendibile. I ricercatori della RCA, definirono il tipo di lavoro del "quasi - IMPATT" curiosamente, cioè "*anomalous mode*" e chiunque comprende che tale indicazione si riferisce ad un comportamento... anomalo!

In seguito furono elaborati varie teorie; da parte della Bell Telephone si disse che l'elevata efficienza e la frequenza insolitamente bassa, potevano essere spiegate con il fatto che nel dispositivo si creava una sorta di "trappola per il plasma", che scorreva nei due sensi

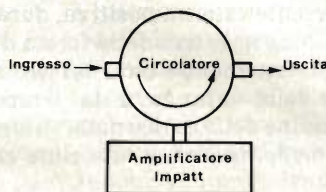



Fig. 8 - Un amplificatore IMPATT, avendo un solo bocchettone d'ingresso-uscita, deve essere munito di un dispositivo "circolatore".

secondo il funzionamento IMPATT. Tale teoria, veramente complessa, può essere sintetizzata, secondo il pensiero degli scienziati della Bell, con una sorta di trappola per il plasma che in parte scherma i portatori di carica dal campo esterno generato dalla tensione VCC, provocandone l'uscita dal plasma con un flusso a limitata velocità.

Proprio da tale analisi teoria discende il termine TRAPATT, significa (TRApped Plasma Avalanche Transit Time).

Attualmente, i TRAPATT sono in pieno uso, anche se si discute ancora di come funzionino veramente, e sono in grado di erogare decine e centinaia di W un poco più in basso o più in alto di 1000 MHz.

Se gli appassionati delle microonde gradiscono questa tematica, descriveremo le applicazioni con tutti i dati pratici che servono in un prossimo articolo, magari anche aggiungendo le note relative al modernissimo diodo di BARRIT.

NOTA: L'articolo è rielaborato dal testo "*Solid State Devices for 1 GHz...*" Radio Electronics, agosto 1981, pag. 61.

La corsa per il primo televisore a schermo piatto è stata vinta dalla Sony la quale, come abbiamo anticipato il mese di maggio, è riuscita a realizzare un televisore in bianco e nero il cui cinescopio ha una diagonale di appena 2 pollici (circa 5 cm). In Giappone il prezzo di questo apparecchio è circa 240 dollari. Il televisore misura 198 mm x 87 mm x 33 mm; con le quattro batterie a stilo pesa 540 gr. per cui può essere sistemato facilmente in tasca o nel borsello. (*figura 1*).

Il cinescopio non ha gran che di rivoluzionario; il principio di funzionamento è infatti ancora quello classico a parte alcune modifiche a cui acceneremo più avanti. I principi e le tecnologie fino ad oggi impiegate per la realizzazione di cinescopi a schermo piatto sono molto differenti tra loro: vanno infatti dai cristalli liquidi al fenomeno dell'elettroluminescenza, dalla fluorescenza nel vuoto ai diodi emettitori di luce (LED). Queste tecnologie sono state impiegate di volta in volta dalla Toshiba, dalla Sanyo, dalla Sharp, dalla Matsushita e dalla Hitachi per citare le principali. In Europa, la Sinclair Research sta sviluppando un tubo a raggi catodici basato sullo stesso principio di quello della Sony; questo tubo verrà introdotto sul mercato alla fine di quest'anno.

Fig. 1 - La Sony, nonostante sia partita con la tecnologia dello schermo gigante, ha ora realizzato un cinescopio a schermo piatto di dimensioni estremamente ridotte. Il televisore nel quale questo cinescopio viene impiegato, misura infatti 198 x 87 x 33 mm.

MINITELEVISORE CON SCHERMO PIATTO DELLA SONY

a cura della Redazione

La Sony ha realizzato il suo minicinescopio a schermo piatto non introducendo un nuovo sistema di funzionamento, ma piuttosto disponendo in maniera diversa gli elementi attualmente impiegati nei convenzionali cinescopi. Nel cinescopio della Sony, (*figura 2*) il collo con dentro il cannone è disposto parallelamente allo schermo a fosfori; a differenza dei cinescopi convenzionali nei quali il cannone, e pertanto anche il collo, sono disposti lungo una linea perpendicolare allo schermo. Il cannone elettronico emette pertanto un fascio di elettroni lungo una linea parallela allo schermo. Questo fascetto, focalizzato e deflesso, andrà poi a colpire lo schermo, come spiegheremo più avanti.

In un cinescopio convenzionale lo schermo con fosfori si trova nella parte anteriore del tubo; in questo cinescopio si trova invece nella parte posteriore.

La parte anteriore del tubo della Sony è costituita da una semplice "finestra" attraverso la quale l'utilizzatore può vedere l'immagine formata sullo schermo a fosfori locato posteriormente.

Per risparmiare energia, la deflessione verticale è realizzata per via elettrostatica. Le placchette per la deflessione verticale sono in ferrite, e di conseguenza contribuiscono a potenziare il circuito magnetico della deflessione orizzontale con il risultato finale di ridurre la potenza di deflessione di riga al valore di appena di 150 mW.

Il problema principale da risolvere in questo cinescopio con schermo piatto è quello di riuscire a curvare il fascetto di elettroni in modo che vada a colpire lo schermo che, come abbiamo detto, si trova parallelo alla sua direzione. Nel nuovo cinescopio, la tensione di accelerazione applicata allo schermo ha il valore di 5.5 kV. Sulla "finestra" anteriore (o elettrodo trasparente) situata davanti allo schermo a fosfori viene applicata una tensione di 4,5 kV; la differenza di potenziale di 1 kV tra queste due superfici (elettrodi) fa si che il fascetto di elettroni, pur partendo da un cannone parallelo allo schermo, possa poi dirigersi verso lo schermo a fosfori.

Fig. 2 - Struttura interna del cinescopio a schermo piatto realizzato dalla Sony. Il fascetto di elettroni viene deflesso lateralmente andando a colpire lo schermo a fosfori, a causa delle differenze di potenziale tra l'elettrodo trasparente anteriore (finestra) e lo schermo a fosfori posteriore.

In pratica, per realizzare la curvatura del fascetto si collega una placchetta di deflessione verticale direttamente al rivestimento conduttore trasparente (finestra) mentre l'altra placchetta viene collegata a G_4, e cioè all'ultima griglia del cannone. Siccone la tensione di questa seconda placchetta varia nella misura di ± 150 V rispetto alla tensione-base di 4,5 kV, ad opera del dente di sega della scansione verticale, anche la tensione presente sulla griglia G_4 varierà proporzionalmente.

Il tubo è stato progettato in maniera che la focalizzazione dinamica prodotta dalla variazione della tensione presente, su G_4 provveda a compensare proporzionalmente anche la variazione di lunghezza che il fascetto di elettroni subisce durante la deflessione.

Un inconveniente caratteristico degli schermi piatti è la distorsione a trapezio la quale fa sì che la parte superiore dell'immagine sia più larga di quella in basso. Per correggere la distorsione a trapezio, la Sony ha sviluppato un nuovo circuito integrato.

Nel ricevitore sono stati impiegati altri cinque circuiti integrati. Per guadagnare spazio si è fatto ovviamente largo impiego di componenti chip. In condizioni di funzionamento normale, questo minuscolo televisore richiede 1,8 W ad una tensione di 6 V. Con quattro pile a stilo è possibile utilizzare il televisore per 2 ore e mezzo continuative. Volendo ascoltare soltanto l'audio di una data trasmissione, è possibile eliminare il video: il ché consente di utilizzare ancora per 12 ore e mezzo l'apparecchio.

L.C.

ABBONARSI.
UNA BUONA ABITUDINE.
31 PROPOSTE TUTTE VA

Ogni rivista JCE è "leader" indiscusso nel settore specifico, grazie alla ultra venticinquennale tradizione di serietà editoriale.

Sperimentare è la più fantasiosa rivista italiana per appassionati di autocostruzioni elettroniche. Una vera e propria miniera di "idee per chi ama far da sé". I migliori progetti sono disponibili anche in kit.

Selezione di Tecnica è da decenni la più apprezzata e diffusa rivista italiana di elettronica per tecnici, studenti e operatori. È considerata un testo sempre aggiornato. Dal 1982 si caratterizzerà di più come raccolta del meglio pubblicato sulla stampa tecnica internazionale.

Elektor, la rivista edita in tutta Europa che interessa tanto lo sperimentatore quanto il professionista di elettronica. Elektor stimola i lettori a seguire da vicino ogni progresso in elettronica e fornisce i circuiti stampati dei montaggi descritti.

Millecanali la prima rivista italiana di broadcast, creò fin dal primo numero scalpore ed interesse. Oggi, grazie alla sua indiscussa professionalità, è la rivista che "fa opinione" nell'affascinante mondo delle radio e televisioni.

Il Cinescopio, l'ultima nata delle riviste JCE è in edicola dal 1981. La rivista tratta mensilmente i problemi dell'assistenza radio TV e dell'antennistica. Un vero strumento di lavoro per i radioteleriparatori, dai quali è largamente apprezzata.

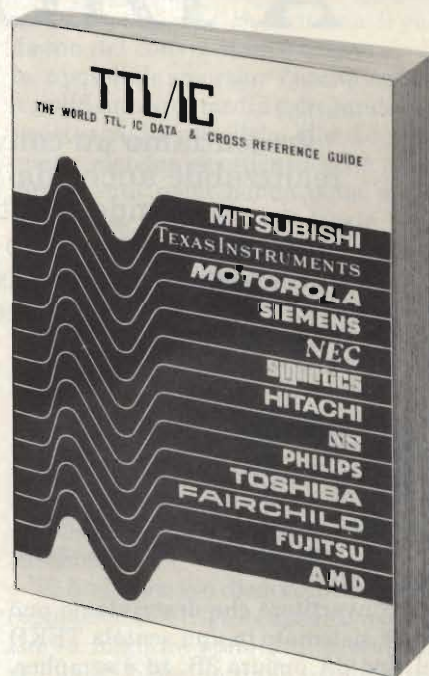
PROPOSTE	TARIFFE
1) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE**	**L. 23.500** anzichè L. 30.000 (estero L. 33.500)
2) Abbonamento annuo a **SELEZIONE**	**L. 23.000** anzichè L. 30.000 (estero L. 33.000)
3) Abbonamento annuo a **ELEKTOR**	**L. 24.000** anzichè L. 34.000 (estero L. 34.000)
4) Abbonamento annuo a **CINESCOPIO**	**L. 24.500** anzichè L. 34.500 (estero L. 34.500)
5) Abbonamento annuo a **MILLECANALI**	**L. 29.000** anzichè L. 42.000 (estero L. 42.000)
6) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE**	**L. 44.500** anzichè L. 60.000 (estero L. 64.500)
7) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + ELEKTOR**	**L. 46.000** anzichè L. 60.000 (estero L. 66.000)
8) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO**	**L. 46.500** anzichè L. 60.000 (estero L. 66.500)
9) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + MILLECANALI**	**L. 51.500** anzichè L. 66.000 (estero L. 73.500)
10) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + ELEKTOR**	**L. 45.000** anzichè L. 60.000 (estero L. 65.000)
11) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 45.500** anzichè L. 60.000 (estero L. 65.500)
12) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 50.000** anzichè L. 66.000 (estero L. 73.000)
13) Abbonamento annuo a **ELEKTOR + CINESCOPIO**	**L. 47.000** anzichè L. 60.000 (estero L. 67.000)

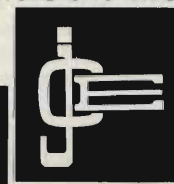
PROPOSTE	TARIFFE
14) Abbonamento annuo a **ELEKTOR + MILLECANALI**	**L. 51.000** anzichè L. 66.000 (estero L. 74.000)
15) Abbonamento annuo a **CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 52.500** anzichè L. 66.000 (estero L. 74.500)
16) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR**	**L. 66.500** anzichè L. 90.000 (estero L. 97.000)
17) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 67.500** anzichè L. 90.000 (estero L. 97.500)
18) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 71.500** anzichè L. 96.000 (estero L. 104.500)
19) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + ELEKTOR + CINESCOPIO**	**L. 68.500** anzichè L. 90.000 (estero L. 98.500)
20) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 72.500** anzichè L. 96.000 (estero L. 106.000)
21) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 74.000** anzichè L. 96.000 (estero L. 107.500)
22) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + ELEKTOR + CINESCOPIO**	**L. 68.000** anzichè L. 90.000 (estero L. 98.000)
23) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + ELEKTOR + MILLECANALI**	**L. 72.000** anzichè L. 96.000 (estero L. 105.000)

Attenzione: per effettuare l'abbonamento alle riviste J.C.E. utilizzare il modulo inserito in fondo alla rivista.

TAGGIOSE.

PROPOSTE	TARIFFE
24) Abbonamento annuo a SELEZIONE + MILLECANALI + CINESCOPIO	L. 73.000 anzichè L. 96.000 (estero L. 105.500)
25) Abbonamento annuo a ELEKTOR + CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 73.500 anzichè L. 96.000 (estero L. 106.500)
26) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + CINESCOPIO	L. 89.000 anzichè L. 120.000 (estero L. 129.000)
27) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 94.000 anzichè L. 126.000 (estero L. 137.000)
28) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + ELEKTOR + CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 95.000 anzichè L. 126.000 (estero L. 138.000)
29) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + MILLECANALI	L. 93.500 anzichè L. 126.000 (estero L. 136.500)
30) Abbonamento annuo a SELEZIONE + ELEKTOR + CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 94.500 anzichè L. 126.000 (estero L. 137.500)
31) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 112.000 anzichè L. 156.000 (estero L. 165.000)

Guida mondiale dei circuiti integrati TTL

Cod. 6010
L. 20.000 (Abb. L. 18.000)

Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressoché tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case europee, americane e giapponesi.
I dispositivi Texas, Fairchild, Motorola, National, Philips, Signetics, Siemens, Fujtsu, Hitachi, Mitsubishi, Nec, Toshiba, Advanced Micro Deviced, sono confrontati tra loro all'interno di ogni famiglia proposta.
Per facilitare la ricerca o la sostituzione del dispositivo in esame, è possibile anche consultare il manuale a seconda delle funzioni svolte nei circuiti applicativi.
Rappresenta, quindi, un indispensabile strumento di lavoro per tutti coloro che lavorano con i TTL.

Per ordinare questo volume utilizzare l'apposito tagliando inserito in fondo alla rivista.

CONVERTITORE MISCELATORE A DIODI SCHOTTY

di B. Lubbe, DJ 5 XA

Presentiamo un convertitore per la banda dei "70 centimetri" semplice e realizzabile anche da appassionati non molto profondi in fatto di montaggi per onde "centimetriche". Siccome i circuiti UHF degli stadi preamplificatori sono tutti in "microstripline" (stampati), non è necessario preformare cavità, sistemi risonanti, ed insomma intraprendere quel gran lavoro meccanico che è d'obbligo per altri apparecchi.

Molti radioamatori, in Italia, hanno "riscoperto" la banda dei 70 centimetri (che sembra sia in predicato anche per gli impieghi CB), quindi l'interesse relativo è assai aumentato.

Il convertitore che descriviamo può essere sistemato in una scatola TEKO del tipo 3A oppure 3B, ed è semplice, affidabile. Con l'ingresso per la banda delle telecomunicazioni che corre tra 423 e 434 MHz, ha un'uscita per 27 - 30 MHz; il complesso è però impiegabile anche per la banda ATV (televisione d'amatore) compresa tra 434,25 e 439,75 MHz, con un valore di media frequenza di 48,5 MHz (Canale 2, TV CCIR).

Descrizione del circuito

Lo schema elettrico del convertitore è ben visibile alla *figura 1.* Il complesso utilizza due stadi preamplificatori che impiegano i vecchi-ma-sempre-buoni transistori al germanio AF239. A molti lettori, questi transistori sembreranno davvero superati, specie per l'utilizzo in un complesso munito di diodi Schotty; tuttavia, l'autore ha compiuto molte prove con dei recentissimi elementi al silicio NPN UHF, da cui non sono risultati quei vantaggi che sembrava fosse quasi necessario attendersi. L'unico grande incremento è stato constatato nelle spese, visti i prezzi di tali transistori alternativi.

Il transistore AF239 è reperibile pressochè ovunque a *basso* prezzo. Comunque i fatti parlano da soli; il convertitore manifesta una figura di rumore molto buona, che all'incirca è inferiore di 0,2 dB a quella del miglior apparecchio di realizzazione industriale presente sul mercato al momento della stesura dell'articolo.

Si sono provati anche i transistori AF 279, nel preamplificatore UHF, ed hanno dato risultati complessivamente buoni, ma lo stadio d'ingresso, equipaggiato con l'AF 279, mostra una tendenza molto maggiore all'autooscillazione.

Basilarmente dicendo, gli stadi preamplificatori UHF che s'impiegano in questo convertitore, sono simili a quelli descritti nella bibliografia (1). Non servono quindi molti altri commenti. (Si veda la nota che precede i riferimenti bibliografici).

Lo stadio miscelatore impiega due diodi Schotty del tipo HP 2800, che lavorano in controfase. Sono pilotati a bassa impedenza sia dal lato dell'ingresso del segnale d'antenna che da quello dell'oscillatore locale. La tensione dell'oscillatore è portata al mixer tramite un accoppiatore a 50 Ω in stripline, e due condensatori da 27 pF.

L'iniezione del segnale dell'oscillatore locale su di una bassa impedenza, offre il vantaggio che è possibile impiegare anche oscillatori diversi, per questo medesimo convertitore (ad esempio, è possibile ricavare il segnale da un sistema a conversione per trasmettitori).

Se si vuole utilizzare praticamente questa opzione, si collegherà direttamente un cavo coassiale dall'impedenza di 50 Ω alla stripline, le parti dell'oscillatore locale saranno semplicemente omesse, o in alternativa si interromperanno le piste dell'oscillatore (alimentazione, uscita) sullo stampato. Il preamplificatore UHF ed il mixer, for-

CARATTERISTICHE	
Alimentazione (c.c.):	12V (11 - 14V).
Corrente assorbita:	~ 20 mA
Guadagno complessivo:	~ 36 dB
Banda passante a -3 dB dei circuiti UHF:	~ 30 MHz
Banda passante dell'amplificatore di media frequenza:	a 30 MHz, 3 MHz, a 50 MHz; 7 MHz.
NF, cifra di rumore:	4 dB
Reiezione all'immagine impiegando una media frequenza a 30 MHz:	> 50 dB.

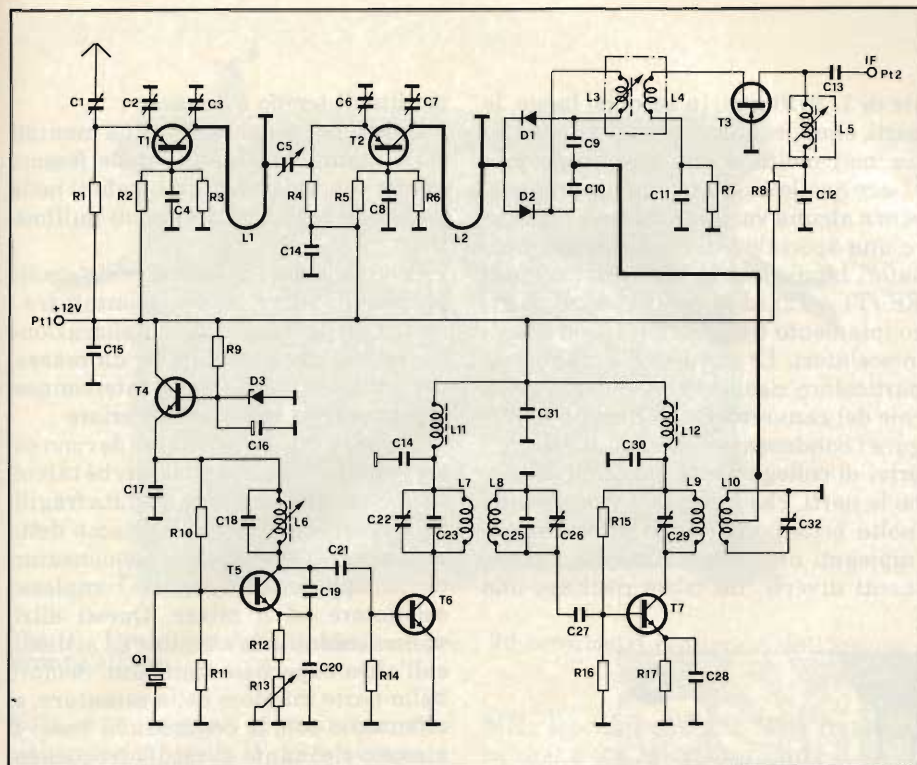



Fig. 1 - Schema elettrico completo del convertitore "micro-strip" per i settanta centimetri, munito di miscelatore a diodi Schotty.

ELENCO COMPONENTI

T1-T2	= AF239, AF239S.
T3	= BF245 C, oppure E 300 o altro FET similare.
T4	= BC107, BC172, BC182, BC413, BCY 58 o altro transistore NPN similare.
T5-T7	= BF224 (Texas) oppure BF173 o BF199 (Siemens).
D1-D2	= HP 2800, HP 2811, HP 2817 o altri diodi Schotty similari.
D3	= BZY 83/C9V1 o altro diodo zener da 9,1V.
Q1	= quarzo da 67,333 MHz (UC-6U) per la media frequenza a 28 - 30 MHz, oppure a 64,333 MHz per la media frequenza a 48,25 MHz.
L1-L2	= striplines, si veda la figura 2.
L3-L5	= Bobine avvolte su supporti speciali. Il numero delle spire dato di seguito è valido per la conversione a 27-30 MHz, mentre il valore tra parentesi, si riferisce al valore di 48,25 MHz.
L3	= 14 spire (10 spire) di filo da 0,3 mm in rame smaltato.
L4	= 7 spire (5 spire) di filo da 0,3 mm in rame smaltato.
L5	= 22 spire (18 spire) di filo in rame smaltato da 0,3 mm.
L6	= 4,75 spire di filo in rame argentato da 0,8 mm, avvolto su supporto da 5 mm di diametro esterno, munito di nucleo per VHF (marrone).
L7-L8	= 2 spire di filo in rame argentato da 0,8 mm avvolte in aria con un diametro interno di 5 mm, avvolgimenti sollevati di circa 5 mm dal circuito stampato.
L9-L10	= 2 spire in filo di rame argentato da 0,8 mm, avvolte in aria con un diametro interno di 4 mm; avvolgimenti sollevati di circa 3 mm dal circuito stampato. Presa sulla L10: ad una spira dal capo freddo.
L11-L12	= 3,5 spire di filo da 0,4 mm in rame smaltato, avvolte su di una perla di ferrite (VK 200).
C1-C5-C6 C22-C26	= trimmer ceramici o isolati in plastica da 3,5/13 pF. Diametro 7 mm.
C2-C3-C7 C29-C32	= trimmer come sopra ma da 2,5/6 pF.
C4-C8	= condensatori ceramici in chip (privi dei collegamenti) da 1000 pF.
C9-C10	= condensatori come C4, C8, ma da 22-30 pF (valore non critico).
C13	= 15 pF per il valore di media frequenza di 27-30 MHz (10 pF per media frequenza a 48,25 MHz).
C16	= condensatore elettrolitico al tantalio (goccia) da 1 µF.

Tutti gli altri condensatori sono ceramici a disco con una spaziatura tra i terminali di 5 mm.

Tutte le resistenze sono da 1/4 di W al 5%, ed è possibile prespaziarle (piegando i terminali) a 12,5 mm.

R13 = Potenziometro trimmer da 2500 Ω per montaggio verticale.

mano tutto un blocco che può essere impiegato anche in altri sistemi, ricetrasmettitori e transverter, secondo la bibliografia (2).

Il miscelatore è seguito da un preamplificatore di media frequenza che utilizza un FET connesso con il gate a massa. Tale stadio prima di tutto compensa le perdite di conversione, ed inoltre eroga un pilotaggio sufficiente per i ricevitori meno sensibili che saranno collegati all'uscita. Se, tuttavia, il guadagno del convertitore è troppo elevato, è possibile smorzare l'uscita del preamplificatore di media collegando una resistenza in parallelo alla L5. Con questo sistema si ottiene anche un allargamento nella banda della media frequenza. L'oscillatore locale comprende tre stadi che utilizzano l'economico transistore BF 224.

Tale circuito è molto simile a quello in precedenza progettato dal radioamatore DJ 4 LB 003, con l'eccezione che l'ultimo stadio è stato tolto. Il tutto si può definire classico. Lo stadio oscillatore vero e proprio (T5) è un Pierce, ed il punto d'innesco e di lavoro è stabilito tramite R13. T6 e T7 sono moltiplicatori di frequenza accoppiati tramite filtri passabanda.

T6 ha l'ingresso disaccordato, e l'accoppiatore con il T5 è capacitivo (C21). Per la migliore stabilità, la tensione dello stadio oscillatore è regolata tramite lo stadio T4, del tutto consueto. La corrente dello zener D3 può essere compresa tra 2 e 5 mA, cosicchè il rumore prodotto è basso, e non contribuisce ad inquinare quello complessivo dell'apparecchio.

L'accoppiatore tra il T7, ed il convertitore, è del tipo a partitore capacitivo.

Realizzazione

È prevista la basetta stampata DJ A XA 003, reperibile già pronta (si vedano le note in calce). Tale supporto, doppio ramato, lo si vede nella *figura 2*. La migliore "scaletta" per l'assemblaggio è la seguente: prima conviene montare tutte le resistenze, poi i condensatori, poi ancora i compensatori. Di seguito, diodi e transistori, ed infine le induttanze, i filtri passabanda (realizzati come si vedrà tra poco), le varie impedenze RF ed infine il cristallo. La R8, (da 22 Ω), deve essere "sollevata" di circa 5 mm dallo stampato, perchè non vi siano interferenze di campo con le stripline (piste *risonanti*, come abbiamo già detto). La superficie dello stampato che

comprende le striplines, è quella superiore (in nero pieno).

L'altra, che ha un piano di massa molto più ampio, raccoglie i terminali delle parti che non sono direttamente interessate ai segnali UHF. Come è stato detto in precedenza, sebbene questo sia un montaggio teoricamente già raffinato, e sempre in via dottrinale, per poche persone già molto abili, in pratica si osserva il contrario; chiunque lo può realizzare se impiega i mezzi adatti.

I mezzi, sono prima di tutto lo stampato a doppio rame di *figura 2*, in vetronite UHF verde chiara, dallo spessore di 1,5 mm, eseguito con la fotoincisione per avere uno scarto massimo nelle piste di 1/10 di mm; in secondo luogo, le parti, che saranno elencate in dettaglio tra non molto, e che devono proprio essere quelle originariamente previste, senza alcuna variante. Si deve applicare una speciale attenzione ai compensatori bipass per le basi dei due stadi RF (T1 e T2) ed ai condensatori di accoppiamento tra le striplines ed i diodi miscelatori. Le parti dette, hanno un particolare risalto nella riuscita generale del convertitore. Si devono impiegare i condensatori cosiddetti "chips", privi di collegamenti, saldabili da ambo le parti, che i tecnici TV conoscono molto bene perchè sono diffusamente impiegati nei tuners. L'impiego di elementi diversi, ha come risultato una perdita di tempo e denaro.

Fig. 2 - Base doppia ramata per il convertitore, codice DJ 5 XA 003.

Fig. 3 - Piazzamento delle parti sulla base stampata DJ 5 XA 003.

Questi condensatori, vanno montati sullo stampato segando delle fessure adatte con un archetto da traforo nella posizione esatta al decimo di millimetro.

I condensatori di bipass per lo stadio preamplificatore, vanno montati tra i reofori della base e la metalizzazione superiore, che serve anche da massa, nei punti segnalati, con le interconnessioni verso la ramatura inferiore.

I condensatori in "chips" devono essere montati con cautela, perchè talvolta dimostrano una pronunciata fragilità meccanica. Ciò che abbiamo detto vale egualmente per i due condensatori di accoppiamento tra il complesso oscillatore ed il mixer. Questi altri, vanno saldati alla stripline ed ai diodi, sull'altra superficie stampata. Sempre nella parte inferiore della ramatura, si effettuano solo le connessioni verso il circuito risonante di media frequenza.

Le induttanze che fanno parte del filtro di media, impiegano uno speciale kit di supporti che è disponibile presso la Ditta "Radio Communications" indicata in calce.

Tali supporti impiegano sei terminali, e si devono tagliar via i due centrali; nella *figura 3*, che illustra il piazzamento delle parti, si osserva il giusto orientamento per i terminali.

Il funzionamento come convertitore ATV

È possibile scegliere una media frequenza di 48,25 MHz, per questo convertitore, si da poterlo collegare a qualunque televisore domestico che preveda un tuner in grado di captare i canali 3 o 4 CCIR TV, Banda I. Eventualmente, è sempre possibile modificare un vecchio televisore in bianco e nero, che nell'usato, è reperibile a cifre irrisorie, ed in tal modo si otterrà una efficiente stazione monitor ATV (per televisione d'amatore).

I cristalli che risuonano su 60 MHz o simili, in tal caso non possono essere impiegati perchè possono produrre delle interferenze nel televisore. Comunque, i dettagli di regolazione per il funzionameno ATV sono riportati nel capoverso 4. L'oscillatore funziona ad una frequenza più bassa di quella d'entrata per assicurare che si abbia la corretta posizione anche sulla banda laterale. Se la portante ATV è direttamente convertita al valore standard di media frequenza TV corrispondente a 38,9

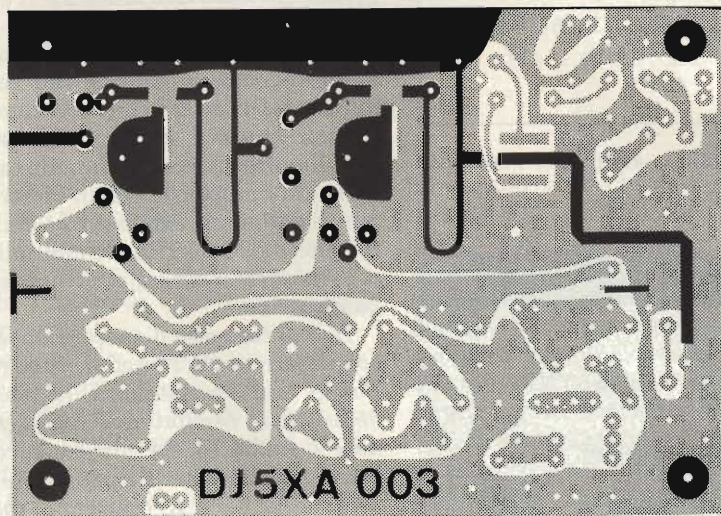
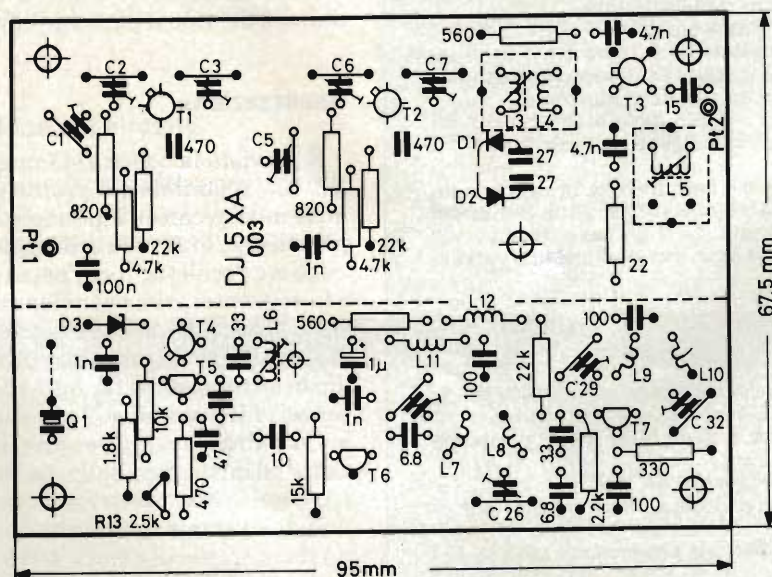
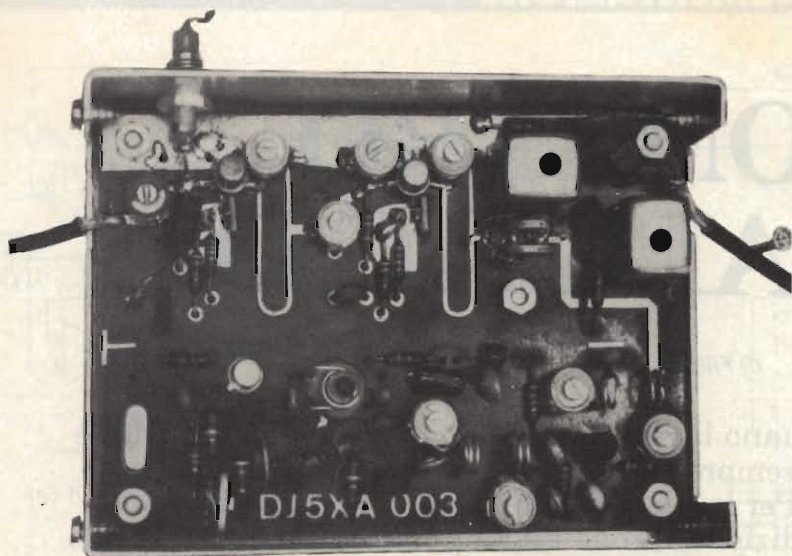



Fig. 4 - Prototipo del convertitore per i 70 centimetri realizzato dall'autore e pronto all'uso.

MHz, e se i segnali sono unicamente elaborati dal canale IF del televisore, è assolutamente necessario che l'oscillatore (per "oscillatore" s'intende sempre l'intero *blocco* oscillatore) lavori al di sopra della frequenza d'ingresso.

Altri dettagli per questo tipo di funzionamento sono riportati nella bibliografia (2).

Funzionamento in un transverter o in un ricetrasmettitore

Se il convertitore deve essere impiegato in un transverter o ricetrasmettitore, che mette a disposizione di continuo il segnale dell'oscillatore locale, è possibile segare la basetta lungo l'asse tratteggiata che si vede nella *figura 3*, assemblando poi i soli stadi preamplificatori UHF, convertitore, preamplificatore di media.

Il collegamento con l'oscillatore locale, sarà fatto impiegando un cavo da 50 Ω che colleghi la stripline di conversione alla sorgente. Il conduttore interno "caldo" sarà connesso alla pista, e la calza schermante alla massa generale sulla superficie inferiore della basetta. La potenza che si richiede all'oscillatore locale va da 1 a 5 mV.

Taratura

Una volta completato il montaggio del convertitore gli si applicherà la tensione d'alimentazione, 12V, tra il Ptl e la massa. L'oscillatore e gli stadi moltiplicatori vanno regolati alla frequenza esatta di lavoro con l'impiego di un dipmeter. Nella versione standard del convertitore, queste frequenze sono 67,333 MHz (oscillatore), 202 MHz (moltiplicatore) e 404 MHz (duplicatore).

Se l'apparecchio deve essere impiegato come convertitore per ATV i valori saranno invece di 64,333 MHz (oscillatore), 193 MHz (triplicatore) e 386 MHz (duplicatore). Il trimmer d'innesco R13 sarà posto a metà corsa. Una volta che ci si sia accertati che l'oscillatore funzioni stabilmente, il segnale di media frequenza può essere controllato su di un ricevitore professionale per onde corte, su di un radiotelefono impiegato in ricezione o su di un televisore. All'ingresso si collegherà un'antenna per i 70 cm. o un generatore di segnali.

In tali condizioni si regoleranno approssimativamente gli accordi del preamplificatore di media frequenza per udire o il massimo segnale o il massimo brusìo nel ricevitore. Si regoleranno poi i circuiti stripline impiegando i compensatori previsti.

La taratura fine, sarà eseguita con un segnale relativamente basso, al centro della banda.

Con diverse e successive manovre alternate, si ricaverà il massimo guadagno sull'intera banda prevista. Nel caso d'impiego come convertitore ATV, l'allineamento deve essere eseguito per ricavare la miglior immagine, come dire per il minimo "overshoot" per il miglior dettaglio e contrasto, nonchè per la più elevata risoluzione. Se il costruttore non dispone di strumenti di misura per i settanta centimetri, e non si captano segnali ATV, è possibile effettuare l'allineamento impiegando la terza armonica di un oscillatore o di un trasmettitore per i due metri.

Se nei pressi vi è un trasmettitore TV, o ripetitore, che funzioni nelle UHF, non lontano dai 70 centimetri, è possibile che intervengano dei fenomeni di intermodulazione; in tal caso, si inserirà un filtro passabanda nella discesa d'antenna.

L'allineamento va completato regolando ancora meglio il trimmer R13 (innesco). Questo ultimo lavoro si farà in presenza di un segnale ricevuto dall'ampiezza importante (50 μV), che ricade al centro-banda. L'R13 è ben aggiustato quando il segnale all'uscita non aumenta più. ■

NOTA:
(1) L'articolo è un condensato del testo apparso su "VHF COMMUNICATIONS" Volume 7, pag. 83 e seguenti, per gentile concessione del sig. Franco Armenghi, detentore del copyright per l'Italia.
(2) Il kit completo del convertitore, e le sole parti principali, come circuito stampato, semiconduttori, supporti degli avvolgimenti ecc, possono essere richiesti alla Ditta: Radio Communications, Via Sigonio 2, - 40137 Bologna, Tel. (051) 34 56 97.

BIBLIOGRAFIA

NOTA: I riferimenti bibliografici che seguono, sono piuttosto importanti per la miglior comprensione della teoria del convertitore. I lettori che vogliono documentarsi a fondo, possono richiedere i fascicoli relativi presso la DITTA RADIO COMMUNICATIONS, Via Sigonio 2, 40137 BOLOGNA.

(1) W. Schumacher: Dimension of Micro Strip Circuits, *VHF COMMUNICATIONS 4*, Edition 3/1972, Pagg. 130-143.

(2) G. Satteler: A modular ATV Trasmitter:

VHF COMMUNICATIONS 5, Edition 1/1973, Pagg. 2-15.
VHF COMMUNICATIONS 5, Edition 2/1973, Pagg. 66-80

IGROMETRO DIGITALE L.C.D.

di Filippo Pipitone

Negli ambienti dove si effettuano lavorazioni, ed in magazzini e depositi, è quasi sempre necessario, e sempre consigliabile, tenere sotto controllo il grado di umidità dell'aria. Per la misura s'impiega uno strumento detto "igrometro". Gl'igrometri tradizionali, sono alquanto primitivi, e forniscono indicazioni assai approssimative.
Presentiamo un igrometro elettronico per impieghi professionali, che surclassa di gran lunga anche i misuratori di Regnault, a condensazione, ritenuti sino ad ora tra i più precisi.

L'umidità dell'aria, purché alla giusta gradazione, è un fattore molto importante nelle lavorazioni, dal trattamento del tabacco all'assemblaggio delle apparecchiature elettroniche per uso militar-spaziale. Ma per la misura relativa i sistemi dei tempi passati, nemmeno troppo lontani, erano rudimentali.

Il tipo più comune d'igrometro impiegato da tintori, conciatori, cantinieri e sorveglianti di magazzini di stagionatura, era quello detto "a capello", nel quale l'elemento sensibile era proprio costituito da alcuni capelli umani raccolti a mazzetto, che allungandosi o accorciandosi a seconda del grado dell'umidità dell'aria, agivano su di un primitivo leveraggio che spostava l'indice di una scala.

Inutile dire delle continue e serie starature di simile "strumento", che, appunto, di "strumento" aveva solo la denominazione!

Per le lavorazioni industriali, era invece usato il cosiddetto igrometro di Regnault, o a "condensazione" già progredito, meno "*cartaginese*" (la storia rammenta che i cartaginesi, assediati e resi allo stremo dai romani, non avendo più corde per i propri archi, le sostituivano con i crini delle proprie fanciulle opportunamente ritorti...).

Il Regnault, era costituito da una scatoletta metallica, senza coperchiò e piena di etere, nel quale era immerso un termometro; per l'uso si insufflava aria nell'etere, che evaporando e raffreddando le pareti esterne della scatoletta, ad un certo punto provocava la "condensa" dell'umidità sull'involucro. Misurando la temperatura registrata dal termometro al momento della condensazione, tramite opportune tabelle si risaliva, in qualche modo, all'umidità relativa dell'aria.

Vista dell'igrometro a realizzazione ultimata

Ciò basti: non è nostra intenzione tracciare una specie di "igrometer-graffiti"; ci premeva solo dire quali mezzi erano in uso per non mandare in malora salami, farine o pelli conciate, prima che intervenisse l'elettronica. Da qualche anno in qua, le cose sono cambiate grazie ai sensori al "Silica gel" ed ai transistor, e si avrà ora un cambiamento radicale e rivoluzionario con la capsula Siemens KHY-10. Questa, in base al valore acqueo contenuto in un metro cubo d'aria, muta la propria capacità presente ai terminali, permettendo una valutazione del gr_m (misura standard igrometrica) estremamente accurata.

La KHY-10, non è uno di quei componenti un pò fantascentifici, simili all'araba fenice ("*Che vi sia, ciascun lo dice; dove sia nessun lo sa*", tanto per dirla con il Poeta), ma è distribuita presso i normali rivenditori di componenti professionali. Per esempio, volendola ottenere per posta, la si può ordinare presso la Ditta Gray Elettronica, via N. Bixio 32, Como, telefono 031-557424.

In possesso di uno di questi sensori, abbiamo creduto opportuno, o utile, dare un piccolissimo contributo al perfezionamento della strumentazione industriale, studiando un nuovo igrometro, modernissimo, che prima di tutto ha una precisione mai raggiunta prima, quella tipica delle apparecchiature

Fig. 1 - Schema elettrico dell'igrometro L.C.D.

munite di display digitale, ed è anche assai "comodo" da impiegare, avendo le esatte dimensioni di un pacchetto di sigarette ed essendo alimentato tramite una pila da 9 V. Si tratta, in sostanza di un tipico apparecchio tascabile, portabile ovunque serva.

Nello strumento, la lettura avviene tramite affissione a cristalli *liquidi* più precisamente su di un display originariamente a quattro cifre, delle quali se ne utilizzano due sole, più che sufficienti.

Il circuito dell'apparecchio, appare nella *figura 1*.

Vi è una base dei tempi realizzata con un multivibratore astabile (in basso a destra) che impiega due delle gates comprese in un IC 4011. Questo settore è classico, ormai ben noto a chiunque s'interessi di elettronica digitale (e non). L'uscita del multivibratore è la linea "Carry pulse" (portatrice d'impulsi), che giunge prima di tutto al divisore formato con i tre IC 4518, che all'uscita generale eroga 1 Hz, e poi al resto del circuito.

In alto a sinistra, nello schema, si nota che la sonda misuratrice KHY-10, è connessa ad un multivibratore monostabile, formato da altre gates del 4011, e condiziona la relativa durata dell'impulso. Il monostabile, è a sua volta pilo-

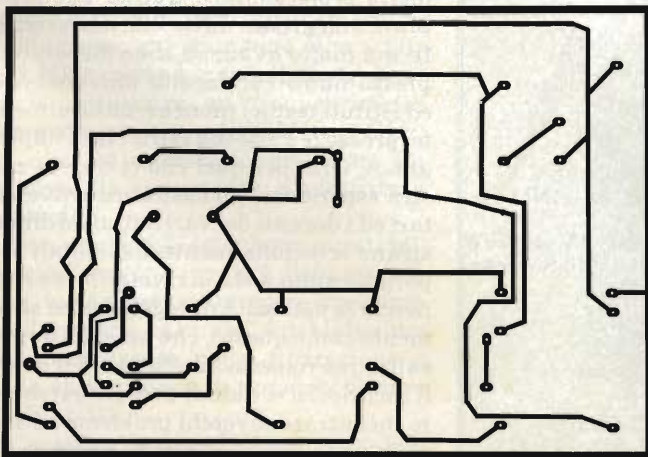



Fig. 2 - Lato superiore del circuito stampato in scala 1:1.

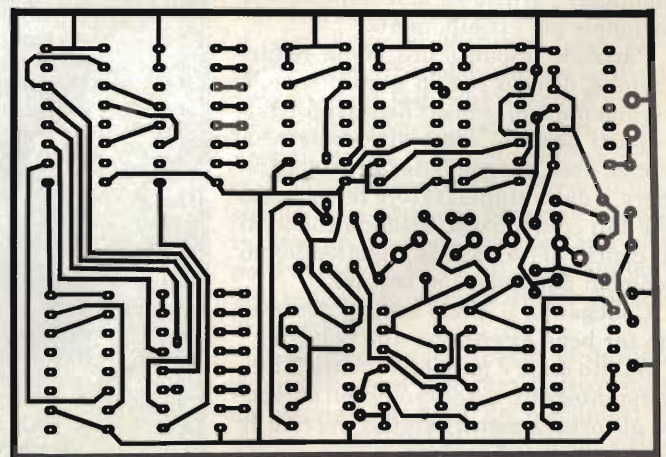



Fig. 3 - Lato inferiore dello stampato in scala 1:1.

tato dal multivibratore astabile che si scorge subito sopra. Con una umidità nulla, teoricamente zero, il valore dell'impulso del monostabile è di un semiperiodo del segnale dell'oscillatore ad 1 kHz.

Quando l'umidità sale al 100%, la durata dell'impulso del multivibratore è maggiorata del 20%. Entrambe i segnali, pervengono ad una porta del tipo EXOR-Gate, che all'uscita da la differenza tra i due segnali d'ingresso. La durata è compresa tra 0 a 100 μs in relazione all'umidità.

Rivediamo ora il circuito oscillatore. Il trimer da 100 kΩ, serve per regolare la frequenza a 200 kHz esatti. L'uscita dell'IC (terminale 4), è connessa all'entrata (terminale 1) dell'IC 4518 che ha il compito di dividere la frequenza del segnale per cento (÷ 100) consentendo il ricavo (terminale 14) di un segnale a 2 kHz. Questo, è diviso per venti, ed in tal modo dal terminale 11 del secondo 4518 si ottiene un segnale a 100 Hz che serve per pilotare il display LCD. Vi è poi un terzo divisore 4518, che eroga il segnale di 1 Hz, che serve per il reset tramite l'IC 4023. A quest'ultimo, ovviamente, giunge anche il segnale che dipende dall'umidità, che è elaborato da un ulteriore 4518, e dal sistema visualizzatore che comprende un ultimo 4518 e due decodifiche 4056. Le *figure 2* e *3*, mostrano gli stampati, visti dalla ramatura delle due parti rispettivamente, superiore e inferiore, mentre la *figura 4* illustra la disposizione pratica dei componenti. La *figura 5* riporta il disegno dell'L.C.D.

Le dimensioni, pila compresa, sono esattamente quelle di un pacchetto di sigarette, ma si nota che tale elevata compattezza non rende proibitivo il montaggio, grazie ad una disposizione razionale per i componenti.

Parlando appunto ora, della realizzazione, diremo che in questo caso, è veramente *indispensabile* iniziare dalle parti passive, come dire dalle resistenze fisse, dai condensatori, dai trimmers, e dallo stabilizzatore zener, visto che tali componenti, essendo collocati al centro della basetta, risulterebbero scomodi da cablare in seguito.

Collegando il diodo zener è necessario far bene attenzione alle polarità.

Subito dopo è possibile montare i diversi integrati, osservando con scrupolo gli orientamenti relativi, ovvero le tacche d'identificazione.

Naturalmente, per le connessioni, è necessario utilizzare un saldatore dal-

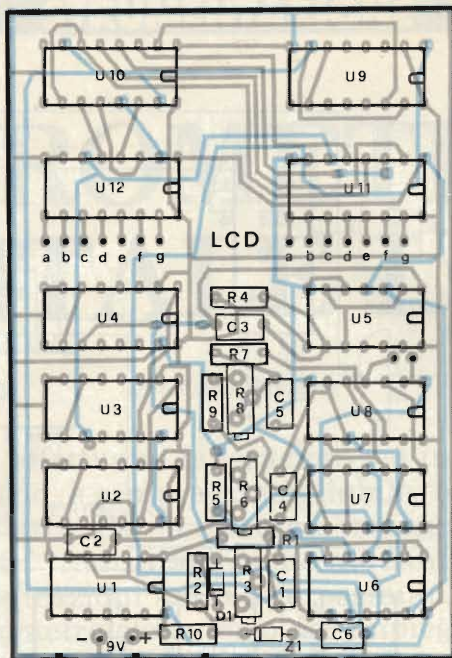



Fig. 4 - Disposizione pratica dei componenti.

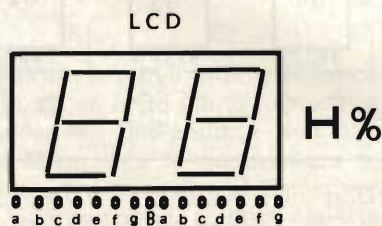



Fig. 5 - Zoccolatura dell'LCD; da notare che ha 4 cifre e ne vengono utilizzate altre 2.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	= resist. da 220 kΩ
R2	= resist. da 10 kΩ
R3	= trimmer 10 giri da 100 kΩ
R4	= resist. da 100 kΩ
R5	= resist. da 680 kΩ
R6	= trimmer 10 giri da 500 kΩ
R7	= resist. da 1 MΩ
R8	= trimmer 10 giri da 500 kΩ
R9	= resist. da 390 kΩ
R10	= resist. da 390 Ω
tutti i resistori sono da 1/4 W - 5%	
C1	= cond cer. da 33 pF
C2	= cond cer. da 220 pF
C3	= cond cer. da 10 nF
C4	= cond cer. da 470 pF
C5	= cond NPO da 1 nF
C6	= cond elettr. al tant. da 10 μF - 12 V
D1	= diodo BAY 61 (1N4148 1N914)
Z1	= diodo Zener da 6,8 V - 400 mW
CF	= sonda tipo KHY 10 Siemens
U1-U8 U2-U3-U4	= CD 4011B
U9-U10	= CD 4518B
U5-U7	= CD 4030B
U6	= CD 4023B
U11-U12	= CD 4056B
LCD	= FAN 41052R Siemens (oppure mod. 302 - G.B.C.)

- L'apparecchio è reperibile in kit presso la E.D.S. Alcamo al prezzo di L. 195.000.

la punta aghiforme e dalla bassa potenza, e poiché le piste sono estremamente ravvicinate, così come le piazzole, è necessario utilizzare il minimo di stagno possibile, evitando che si formino delle sbordature che potrebbero produrre degli insidiosi cortocircuiti.

Il display, sarà collegato per ultimo, come si vede nella figura 3; il modulo relativo, praticamente sovrasterà gli IC "4056". Anche se i display a cristalli liquidi non sono più tanto delicati come i primi prodotti, oggigiorno, è sempre necessario trattarli con la massima cura. Se infatti subiscono degli urti si rompono irrimediabilmente, ed anche i loro terminali devono essere trattati con delicatezza, altrimenti si distaccano dall'involucro. Quindi, non a caso l'enumeratore è stato lasciato per ultimo, a parte la sua posizione.

La figura 3 mostra i punti di connessione dei reofori, che devono essere ben osservati, ed ovviamente rispettati.

Poiché, dopotutto, questo strumento non è una realizzazione per principianti, non crediamo che servano altre osservazioni pratiche.

Logicamente, prima d'introdurre il complesso nell'involucro protettivo, che può essere plastico o metallico, e recherà la "finestra" per il display e la foratura per l'interruttore generale, è necessario provvedere alla regolazione. Disponendo di un frequenzimetro, questa sarà facilitata, perché i trimmers potenziometrici saranno ruotati di quel tanto che serve per ottenere i segnali dalla frequenza che è indicata nel testo.

In tal modo, si può dire che il lavoro sia già a buon punto.

Per una ulteriore raffinazione della taratura, serve il confronto con un igrometro *professionale*. Questa può sembrare una grossa difficoltà, ma igrometri già molto avanzati sono disponibili presso numerose facoltà universitarie ed istituti tecnici (nonché, naturalmente, presso le varie industrie che li impiegano), Ora, per quel che ci dice la nostra esperienza, gli assistenti universitari ed i docenti dei vari istituti si dimostrano eccezionalmente disponibili per porgere aiuto a chi si rivolge loro esponendo la necessità di regolare uno strumento come questo, che essendo avanzatissimo rispetto allo "stato dell'arte" li incuriosisce, quindi non si dovrebbero incontrare soverchi problemi, ed anzi, in linea teorica, sarebbe addirittura possibile stabilire un contatto molto utile per il futuro. ■

PRESCALER VHF-UHF 100 ÷ 1000 MHz

di Filippo Pipitone

I "prescalers" per frequenzimetri, essendo accessori sicuramente vantaggiosi, ed in molte occasioni indispensabili, sono soggetti a continui studi e miglioramenti. Ne presentiamo uno veramente molto progredito, che giunge ad 1 GHz e impiega per la protezione d'ingresso dei diodi Schotty.

I frequenzimetri digitali, grazie alla loro facilità d'impiego e alla precisione e univocità del valore indicato, oggi trovano un impiego talmente esteso, che in pratica, dopo i multimetri, sono divenuti gli strumenti di laboratorio più comuni. Li impiega il tecnico audio e quello che s'interessa di radiotelefoni VHF, sono utilizzati per ricalibrare e riparare altri strumenti; i "servicemen" TV hanno imparato ad apprezzarne i pregi; chiunque effettui della ricerca, in elettronica quale che sia il campo specifico di lavoro, non ne può fare a meno.

Anche i costi di questi apparati ne favoriscono la diffusione, essendo oggi molto ridotti. Le quotazioni migliori si riferiscono comunque ai modelli più diffusi, prodotti in grandi serie, che hanno la possibilità di misurare segnali d'ingresso che giungono sino a 60 - 100 MHz, perchè, naturalmente, se si vuole acquistare un frequenzimetro che può pervenire a 1000 MHz (1 GHz) ed oltre, è necessario prevedere un esborso già consistente, o addirittura notevole.

Ora, come abbiamo detto, questi misuratori servono per i più disparati utilizzi, ma è giusto riconoscere che la loro "collocazione naturale" è nel laboratorio specializzato nella riparazione o nella elaborazione di apparecchiature VHF - UHF.

Ciò posto, le massime frequenze leggibili di 60 - 100 MHz non servono a gran che; tutt'al più, consentono di effettuare delle misurazioni nei canali di media frequenza, e nelle logiche PLL, o simili.

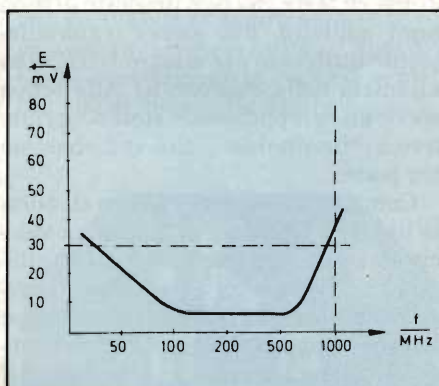



Fig. 1 - Sensibilità d'ingresso in funzione della frequenza.

È quindi sempre necessario investire forti cifre nell'acquisto degli strumenti muniti di un... "fondo scala" esteso?

Beh, no, perchè da molti anni, in pratica da quando esistono i frequenzimetri digitali, è noto un sistema per aumentare il massimo valore leggibile; si tratta di applicare all'ingresso un divisore dei segnali. Per esempio, utilizzando un divisore a decade (per dieci), uno strumento che ha il massimo valore misurabile di 60 MHz, giunge a 600 MHz, e può essere appunto impiegato per lavori nel campo VHF ed UHF.

In tal modo, economia e funzionalità si abbinano.

Non si deve però pensare che i divisori, oggi universalmente noti come "*prescaler*" siano dispositivi molto facili da progettare: il fatto che i segnali applicati all'ingresso abbiano valori di frequenza elevati, dice già che questi circuiti sono piuttosto critici. Per esempio, se i divisori non sono concepiti ponderatamente, possono manifestarsi ben poco sensibili, ed in tal caso, qualunque misura su segnali deboli diviene impossibile.

Purtroppo, molto spesso si devono proprio leggere con cura le frequenze dei segnali prodotti da oscillatori a quarzo, oscillatori di conversione e stadi moltiplicatori diversi, che hanno sempre o quasi dei livelli bassi, quindi

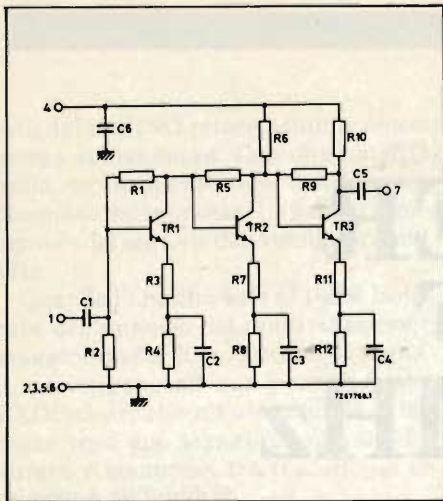
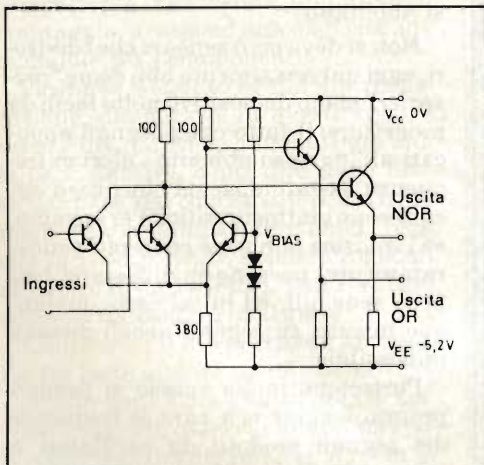



Fig. 2 - Schema interno del modulo AMPEREX tipo ATF 417.

la sensibilità assume l'importanza di un parametro fondamentale; se è scarsa il prescaler diviene un altro "warmbench", come dicono pittorescamente gli americani; locuzione che può essere tradotta in "scaldabanco" e che sta per un aggeggio puramente decorativo, ma dall'impiego ristretto o inefficace. Effettivamente, in passato, si sono visti molto prescaler che inclinavano verso il "warmbench", nella maggioranza dei casi, perchè il divisore logico incorporato non era provvisto di alcun sistema d'amplificazione, cosicchè, con il salire della frequenza, si aveva un *forte* scadimento nella sensibilità, e molti dispositivi iniziavano a "macinare" solo con dei segnali di qualcosa come 80 - 100 mV ad alcune centinaia di MHz, o addirittura con 120 mV e simili !

Se quindi i prescaler non possono essere definiti in alcun modo delle "novità", sono "*nuovi*" i facenti parte della categoria che funzionano veramente bene.

Vogliamo appunto presentare un divisore per frequenzimetri che è concepito con le più moderne risorse tecnologiche e che offre prestazioni *molto* brillanti. Non solo, il nostro apparecchio è all'altezza di quelli prodotti dalle industrie specializzate, ma, una volta tanto, solo certuni prescaler americano ed europei sono all'altezza del nostro elaborato: quelli che costano cifre notevoli. Gli altri, sono decisamente inferiori. Per apprezzare a colpo d'occhio la validità del progetto, basta una breve analisi della curva di *figura 1.* Si nota che nel tratto più utile per le varie misure, compreso tra 60 e 700 MHz circa, la sensibilità è dell'ordine dei 15 mV, mentre al limite della gamma di lavoro, la sensibilità resta molto buona: all'incirca 30 mV per 1000 MHz.

Una caratteristica insolita del dispositivo, è la *previsione* per dividere *per cento,* invece che per dieci com'è abituale. In tal modo, anche un vecchio frequenzimetro dalla portata massima di 15 - 20 MHz, del tipo prodotto diversi anni addietro, può essere tranquillamente utilizzato per misure UHF, sino all'inizio delle microonde! Allo scopo serve un semplicissimo stadio aggiuntivo... "fuoribordo", che indicheremo tra poco.

Com'è ovvio, anche il nostro elaborato impiega i divisori di frequenza velocissimi che appartengono alla famiglia "ECL", ma tra i vari modelli presenti sul mercato, abbiamo scelto dopo lunghe e ponderate comparazioni, condotte anche in pratica, i moderni IC della serie "SP8000" Plessey. Sebbene i detti presentino delle caratteristiche molto favorevoli, in mancanza di un adatto amplificatore, non avrebbero potuto dar luogo alla sensibilità necessaria, ed allora, cerniti gli elementi migliori per la divisione logica, il nostro pensiero si è orientato verso la selezione del dispositivo "booster" più adatto.

L'amplificatore, dovendo funzionare senza regolazioni di sorta su tutto lo spettro di frequenze previsto, logicamente sarebbe dovuto essere un tipo dalla banda passate amplissima: 30 MHz - 1 GHz.

Sistemi del genere, dal punto di vista del progetto, presentano non pochi problemi; infatti, non è possibile rifarsi all'impiego di circuiti accordati, quindi non si può che "ripiegare" sull'accoppiamento tra gli stadi basato su elementi RC.

In linea di massima, gli stadi amplificatori potrebbero lavorare sia con la base che con l'emettitore comune. Analiticamente, però, l'impiego della base a massa manifesta due inconvenienti, cioè:

1) Per raggiungere un'amplificazione di potenza notevole, con un circuito munito di più transistori con la base comune, sarebbe necessario inserire tra i singoli stadi dei trasformatori di adattamento delle impedenze (notoriamente, con la base a massa per i segnali, l'ingresso sull'emettitore da luogo ad un valore d'impedenza bassissimo). Nel caso che ci interessa, proprio a causa della larghezza di banda necessaria, i trasformatori non sarebbero realizzabili.
2) È nota la tendenza all'autooscillazione degli amplificatori muniti del circuito con base a massa, sulle frequenze elevate; ciò è tanto vero, che la maggioranza degli oscillatori per VHF e UHF, lavora appunto con la base comune.

Fig. 3 - Circuito elettrico di principio di un Gatter ad amplificatore differenziale.

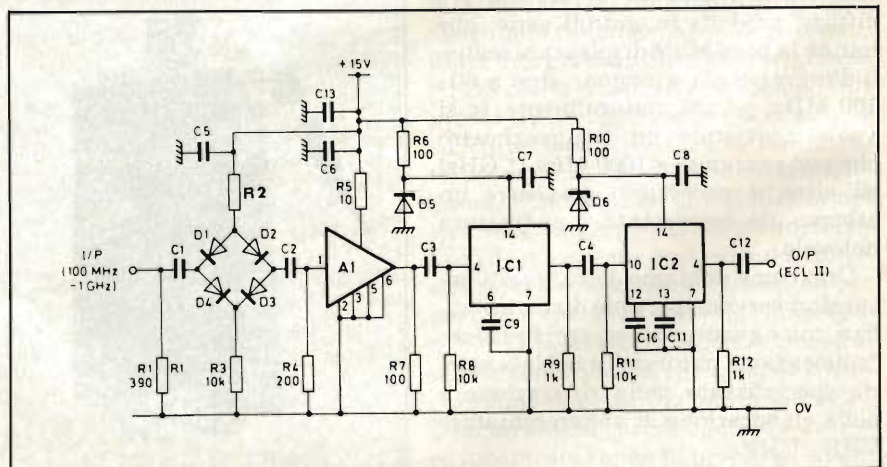



Fig. 4 - Schema elettrico del prescaler descritto in questo articolo.

Al contrario, nel circuito che impiega l'emettitore comune, la totalità dell'amplificazione in corrente dei transistori è utilizzata per amplificare i segnali, ed in più non serve un critico adattamento d'impedenza tra gli stadi, perchè non vi sono i dislivelli riscontrabili negli stadi con la base a massa.

Tuttavia, i transistori che lavorano con l'emettitore in comune negli amplificatori a larga banda devono essere dotati di eccellenti caratteristiche: una frequenza di transito elevata, ed una capacità di retroazione più bassa possibile. Peraltro, riducendo la resistenza d'uscita, la stabilità di questo stadio aumenta, ed anche questa caratteristica depone a favore dei "common emitter".

Il problema della stabilità, comunque, non è poi così facile da risolvere anche negli amplificatori con tutti gli stadi che lavorano ad emettitore comune, quando è in gioco un guadagno ampio ed una banda molto larga. Serve quindi una disposizione circuitale molto "studiata", con i circuiti d'ingresso ed uscita accuratamente schermati; gli emettitori devono giungere a massa attraverso dei valori d'induttanza estremamente bassi, e devono essere disaccoppiati in modo eccellente, sino alle frequenze di lavoro più elevate, nelle quali è abbastanza facile che intervengano delle autooscillazioni, a causa delle caratteristiche dei transistori. È infatti comune l'impiego di condensatori bipass del tipo detto "a pasticca nuda" che sono direttamente saldati con una superficie sul circuito stampato, e con l'altra al reoforo del transistore.

Vi sono poi altri accorgimenti costruttivi, che ora sarebbero lungo dettagliare. In sostanza, la realizzazione pratica di un amplificatore come quello che serve, *è tutt'altro che facile.* Chi vi si accinge, anche se in possesso di un circuito elettrico valido sotto ogni profilo, deve avere un'ottima esperienza in fatto di montaggi UHF, che non è comune, e deve poter disporre di una componentistica particolare, semiprofessionale o professionale, rintracciabile solo nei grandi centri.

Considerando queste obiettive complicazioni e difficoltà, per il nostro prescaler abbiamo evitato l'adozione di un amplificatore a componenti "discreti", scegliendo un ibrido reperibile già pronto, non troppo costoso, sicuramente affidabile, cioè l'Amperex tipo ATF 417, che equivale perfettamente al Philips OM335. Questo modulo, comprende tre stadi connessi in cascata, che lavorano ad emettitore comune: *figura 2.*

Fig. 5 - Il diagramma di figura mostra il guadagno in dB relativo alla frequenza del segnale presentato all'ingresso.

La banda passante è compresa tra 30 MHz e 1000 MHz (1 GHz), ed il guadagno ricavabile si aggira sui 26 dB; proprio grazie a questo ottimo dispositivo è possibile ottenere la curva di sensibilità che si vede nella *figura 1.*

Fig. 6 - Circuito stampato della basetta visto dal lato componenti in scala 1:1.

Lo schema elettrico del prescaler è riportato nella *figura 4.* Il segnale che deve essere misurato, tramite C1 perviene al ponte di diodi formato da D1... D4. Questi sono del tipo Schotty, quindi molto indicati per il funzionamento UHF, e limitano l'ampiezza della RF a 100 mV da picco a picco. Il segnale opportunamente "tosato", se occorre, attraversa il C2 e giunge all'ingresso dell'amplificatore ibrido già visto, che, con una tensione di alimentazione di 15V, da un guadagno di circa 15 dB. L'uscita dello A1, è connessa tramite il C3 all'ingresso del primo divisore ECL (terminale 4). Si tratta di un monolitico estremamente veloce, realizzato, come indica la sigla, con la tensione di accoppiamento di emettitore (Emitter Coupled Logic).

Poichè tale conformazione non è tanto nota, come per esempio la TTL, nella *figura 3* riportiamo il circuito elettrico di principio di un "Gatter" del genere. Si tratta in pratica di un amplificatore differenziale, con gli emettitori riuniti. Il "Gatter" visto, pilota una catena di multivibratori realizzati con speciali accorgimenti che permettono di ottenere la frequenza di lavoro (in apparenza strabiliante) di 1000 MHz. È da notare che lo SP8616 B, IC1, divide la frequenza del segnale presentato per quattro (÷ 4). L'uscita dell'IC1 è connessa, tramite il C4, al secondo divisore di frequenza, uno SP8621 B, che a sua volta divide per cinque (÷ 5). In tal modo, all'uscita, tra il C12 e massa, avremo appunto una *divisione totale di 20.* Sebbene in tal modo un segnale da 1000 MHz sia convertito a 50 MHz, ed un segnale da 500 MHz sia convertito a 25 MHz e via di seguito, quando si misurano dei segnali dalla frequenza che non

Fig. 7 - Circuito stampato della basetta visto dal lato rame in scala 1:1.

Fig. 8 - Disposizione dei componenti sulla basetta di figura 6.

è espressa in cifra netta, per esempio 645,86 MHz o qualcosa del genere, per la lettura sul display del frequenzimetro, s'incontrano delle difficoltà perchè si deve effettuare un piccolo calcolo per risalire al valore d'ingresso. Nulla di troppo grave, perchè ogni tecnico ha sul banco una macchinetta calcolatrice, con la quale può moltiplicare per venti qualunque cifra letta, risalendo a quella relativa alla frequenza originale. Tale sistema è però un pochino macchinoso, ed allora conviene interfacciare il prescaler al frequenzimetro con un sistema divisore per cinque, che può anche essere TTL, visto che all'uscita i segnali sono "bassi", e comunque eguali o inferiori a 50 MHz. Quest'ultimo divisore è talmente semplice, e riportato innumerevoli volte in passato anche su queste pagine, che non crediamo sia necessario ripeterlo ancora una volta.

Comunque, con l'ultima divisione per cinque, avremo un totale di cento, quindi ogni incertezza di lettura sarà superata, perchè, ad esempio, misurando 560 MHz avremo ÷ 4 = 140, poi ÷ 5 = 28, quindi ancora ÷ 5 = 5,6 MHz. In tal modo, qualunque cifra letta sul display, corrisponderà all'ingresso con la semplice aggiunta di due zeri (due spostamenti della virgola verso destra).

L'alimentazione del complesso è abbastanza semplice; per l'A1 non occorre alcuna stabilizzazione; IC1 ha la propria tensione regolata tramite il D5, e l'IC2 tramite il D6. I diodi Schotty sono prepolarizzati attraverso la R2. C5, C13, C6, C7 e C8, nonchè C9, C10 e C11 sono tutti dei bipass.

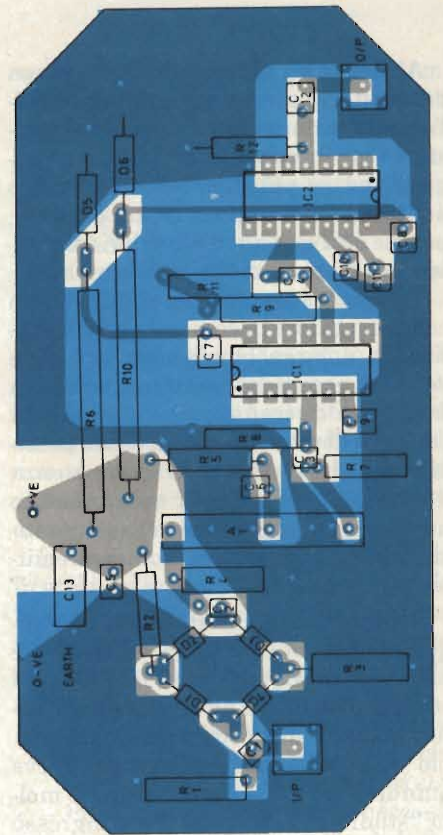
Anche se non è obbligatorio che la tensione generale di +15 V sia regolata accuratamente, è bene che non subisca notevoli variazioni.

Il grafico di *figura 5* mostra il guadagno in dB relativo alla frequenza d'ingresso, che, come si vede, tende a compensare la minor sensibilità dei divisori man mano che si superano i 600 MHz.

La realizzazione del prescaler non è difficile, ed anzi può essere affrontata da chiunque abbia una minima pratica di montaggi VHF/UHF.

Come sempre, in questi casi, s'impiega una basetta doppia ramata, in forma di sostegno generale, e lo stampato superiore si vede nella *figura 6*, mentre quello inferiore è presente nella *figura 7*.

Com'è ovvio, le piste, nella riproduzione, devono essere ricopiate con *grande* esattezza. In un dispositivo che lavora oltre ai 500 MHz, basta prolungare minimamente una piazzola o una pista per incorrere in vari fastidi di risonanza, attenuazione, autooscillazione etc.

Il disegno serigrafico di *figura 8*, illustra la disposizione dei componenti. In qualunque montaggio per frequenze molto elevate, le saldature hanno una importanza predominante, quindi devono essere perfette. Vari terminali, devono essere saldati a piazzole e piste superiori ed inferiori, in più, le due superfici ramate, ove si scorgono i puntolini bianchi, devono essere interconnesse tramite spezzoncini di filo in rame nudo, che possono essere quelli che risultano dal raccorciamento dei reofori delle parti passive (resistenze, condensatori). Raccomandiamo quindi un *ottimo* lavoro di cablaggio, l'impiego di un opportuno saldatore a stilo dalla debole potenza, di una lega di stagno eccellente. Per facilitare le connessioni, le piste possono essere lustrate, in precedenza, impiegando una gomma da cancellare *dura*, per inchiostro (tale consiglio, giunge nientemeno che dalla N.A.S.A. dall'Ente aereospaziale americano, e si rivela ottimo, in pratica).

Il prescaler non ha alcun regolatore semifisso, quindi può essere impiegato subito, senza alcuna taratura. Normalmente, sarà ospitato all'interno del frequenzimetro servito, con l'ulteriore divisore TTL per cinque, del quale abbiamo detto in precedenza. Le connessioni possono essere eseguite con dei cavetti coassiali a 50 Ω, per l'ingresso e l'uscita, ma il cavetto d'ingresso deve essere munito di isolante spugnoso per UHF ("Foam Diel").

■

ELENCO COMPONENTI

Resistenze

R1	= 390 Ω	R7	= 100 Ω
R2	= 10 kΩ	R8	= 10 kΩ
R3	= 10 kΩ	R9	= 1 kΩ
R4	= 200 Ω	R10	= 100 Ω 5 W
R5	= 10 Ω	R11	= 10 kΩ
R6	= 100 Ω 5 W	R12	= 1 kΩ

Condensatori

C1÷C12	= 1 nF
C13	= 0,33 μF
D1÷D4	= diodi Schottky - Tipo HP5082-2811
D5	= Diodo zener 7,5 V. 1 W.
D6	= Diodo zener 5,1 V. 1 W.
A1	= Amplificatore ibrido Tipo ATF417 - Amperex
IC1	= SP8616 B - PLESSEY
IC2	= SP8621 B - PLESSEY

IL CONDENSATORE DI FILTRO

di M. Michelini

"Ovvero come valutare il condensatore di filtro ottimo in un raddrizzatore a semionda o a onda intera, utilizzando una "programmabile" TI 58-TI 59."

Quale condensatore ci vorrà in questo alimentatore? Mah, a occhio e croce... facendo più o meno i conti... visto che in quel circuito che è simile al mio ne usano due in parallelo... ma io con uno di valore doppio... e considerando le tolleranze di fabbricazione... dalle tabelle è chiaro che...

Insomma, dimensionare correttamente il condensatore di filtro in un alimentatore, in genere, è sempre un problema, non tanto per la complessità dell'argomento che, sotto sotto ha una matematica abbordabile dalla maggioranza, ma perchè in genere l'argomento è dato per scontato un pò su tutte le riviste, da tutti gli autori; quando si trovano delle tabelle che potrebbero essere utili allo scopo, spesso occorre perdere parecchio tempo a capire come funzionano, e questo, in pratica, ogni volta che si deve filtrare una tensione rettificata perchè, di solito, tra una costruzione e la successiva intercorre abbastanza tempo da dimenticarsi tutto.

Ecco perchè è nato questo programma, per la calcolatrice programmabile TI 59 ma adattabile anche alla TI 58 e con qualche limitazione anche alle altre calcolatrici della serie, SR 52, 56 ecc. Ciò non toglie che l'articolo possa essere utile anche a chi possiede altre calcolatrici poichè nel prossimo paragrafo daremo una esauriente spiegazione del procedimento di calcolo adottato, con le relative formule; chiunque sia interessato può quindi costruirsi su misura il programma o adottare e migliorare secondo le proprie esigenze e gusto personale quello fornito. Ma entriamo nel vivo dell'argomento.

Fig. 1-a - Raddrizzatori a semionda 1b) e 1c) - Raddrizzatori a onda interna.

Cosa vuole e cosa ci da

Il programma chiede di introdurre la tensione di uscita del trasformatore di alimentazione, cioè la tensione RMS del secondario, nell'ipotesi che esso sia usato entro le sue caratteristiche cioè entro i valori di corrente di carico specificati dal costruttore; la tensione di caduta sui diodi raddrizzatori V_D; la percentuale di ondulazione tollerata in uscita; la massima corrente di carico. In uscita avremo il valore del condensatore da inserire, la resistenza equivalente di carico, la tensione media, la tensione di picco, la tensione minima e la corrente massima che scorre nei diodi raddrizzatori. Tutti questi dati e risultati vengono stampati con leggende mnemoniche se la stampa è disponibile, oppure i risultati vengono presentati ordinatamente al termine della breve elaborazione. Vediamo ora come vengono ottenuti questi risultati.

Fig. 2 - Andamento della tensione ai capi del condensatore

La teoria

In *figura 1* sono rappresentati i più tipici circuiti di alimentazione con raddrizzatori a semionda *figura 1a* o a onda intera, *figura 1b* e *1c*. L'andamento della tensione ai capi del condensatore di filtro è riportata qualitativamente in *figura 2* ove con V_{pk} si è indicato il valore di picco della tensione raddrizzata dai diodi che è pari quindi alla tensione di picco sul secondario, che possiamo rappresentare così:

$$V_s = E_o \sin(\omega t) \text{ ove } \omega = 2\pi \cdot 50 \text{ Hz}$$

meno la caduta di tensione sui diodi.

Ricordiamo che il valore di picco di una tensione sinusoidale è dato dal suo valore efficace (RMS) moltiplicato per $\sqrt{2}$, cioè:

$$E_o = E_s \cdot \sqrt{2}$$

ove V_s è il valore efficace (RMS) della tensione sul secondario.

Una prima relazione è la seguente, che ci fornisce la tensione di picco sul condensatore, note che siano E_s e V_D, cioè la caduta di tensione sui diodi raddrizzatori che, nel caso di funzionamento a semionda o con trasformatore a presa centrale è uno solo, mentre per quello a ponte sono due, come si vede dalla *figura 3a*, ove è riportato il percorso della corrente durante uno dei semicicli, mentre in *figura 3b* è rappresentato il percorso per la semionda opposta; in queste figure è evidente una seconda differenza: il raddrizzatore a semionda, come dice il nome stesso, lascia passare la corrente a semionde alterne, quindi il periodo tra due picchi di tensione risulta il doppio di quello per gli altri due raddrizzatori.

Allora:

$$1)\ V_{pk} = \sqrt{2} \cdot E_s - V_D$$

La resistenza R_L equivalente del carico è data dalla legge di Ω, assumendo la tensione di uscita pari al valore di picco, cioè:

$$2)\ R_L = \frac{V_{pk}}{I_L}$$

Ora facendo riferimento alla *figura 2*, ricaviamo facilmente il periodo di tempo tra due picchi di tensione raddrizzata:

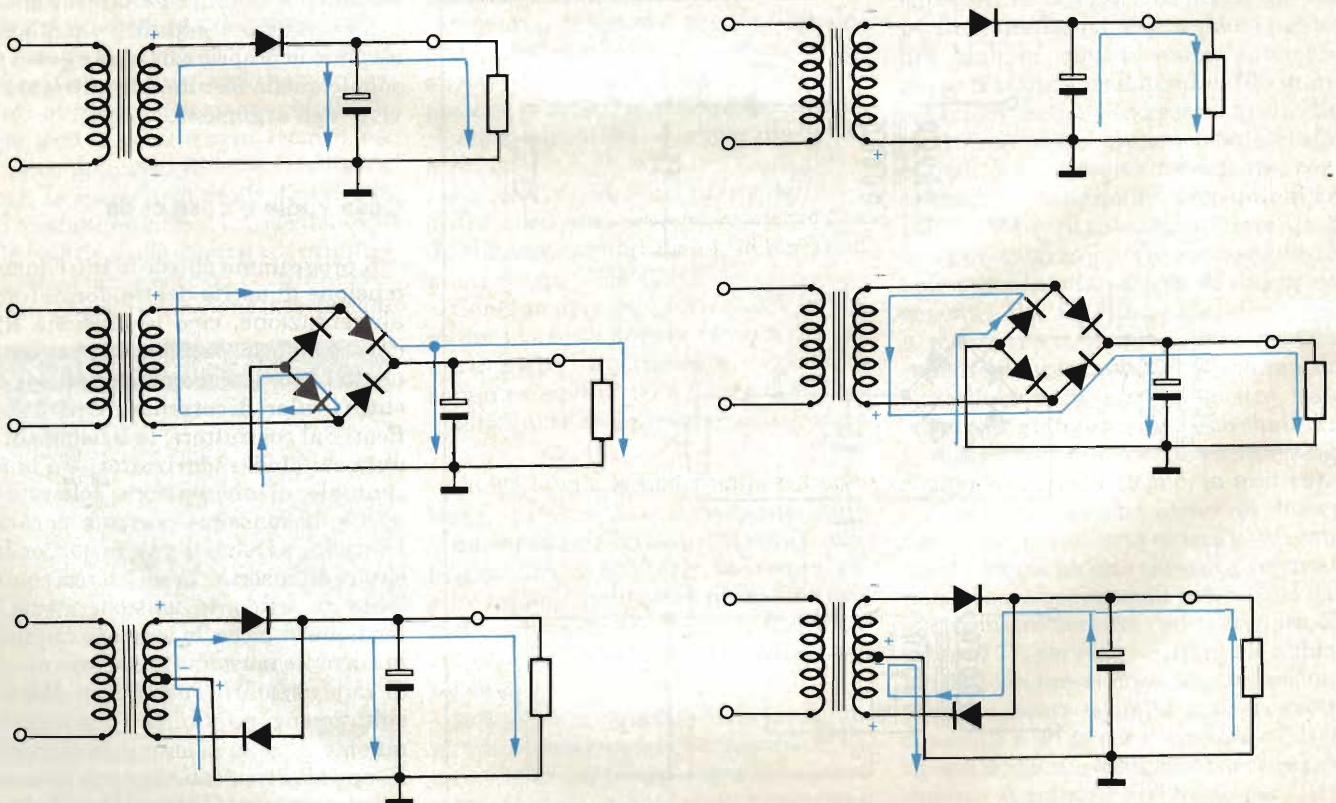



Fig. 3-a) - Percorso delle correnti per una semionda. b) - Percorso delle correnti per la semionda successiva. Si noti che nel raddrizzatore a semionda non passa corrente durante questo semiperiodo.

Passo	Codice	Tasto		Passo	Codice	Tasto	
000	76	LBL	SUBROUTINE DI STAMPA DATI E RISULTATI	056	07	7	INIZIO ELABORAZIONE SEMIONDA
001	99	PRT		057	61	GTO	
002	22	INV		058	99	PRT	
003	57	ENG		059	76	LBL	
004	22	INV		060	17	B'	
005	58	FIX		061	22	INV	
006	69	OP		062	86	STF	
007	04	04		063	00	00	
008	57	ENG		064	61	GTO	
009	32	X:T		065	98	ADV	
010	69	OP		066	76	LBL	ELABORAZIONE ONDA INTERA
011	06	06		067	16	A'	
012	92	RTN		068	86	STF	
013	76	LBL	INTRODUZIONE DATI	069	00	00	
014	11	A		070	76	LBL	
015	42	STO		071	98	ADV	
016	02	02		072	70	RAD	
017	32	X:T		073	02	2	V_{pk}
018	04	4		074	34	√X	
019	02	2		075	65	×	
020	03	3		076	43	RCL	
021	06	6		077	02	02	
022	61	GTO		078	75	-	
023	99	PRT		079	43	RCL	
024	76	LBL		080	03	03	
025	12	B		081	95	=	
026	42	STO		082	42	STO	
027	03	03		083	06	06	
028	32	X:T		084	42	STO	
029	04	4		085	14	14	
030	02	2		086	55	÷	R_I
031	01	1		087	43	RCL	
032	06	6		088	05	05	
033	61	GTO		089	95	=	
034	99	PRT		090	42	STO	
035	76	LBL		091	07	07	
036	13	C		092	05	5	t_{ab}
037	42	STO		093	00	0	
038	04	04		094	22	INV	
039	32	X:T		095	87	IFF	
040	06	6		096	00	00	
041	01	1		097	38	SIN	
042	01	1		098	65	×	
043	07	7		099	02	2	
044	03	3		100	95	=	
045	05	5		101	76	LBL	
046	61	GTO		102	38	SIN	
047	99	PRT		103	42	STO	
048	76	LBL		104	08	08	
049	14	D		105	43	RCL	
050	42	STO		106	04	04	
051	05	05		107	52	EE	
052	32	X:T		108	02	2	
053	02	2		109	94	+/-	
054	04	4		110	42	STO	
055	02	2		111	09	09	

Fig. 4

112	94	+/-	168	65	×	224	01	1
113	49	PRD	169	89	π	225	61	GTO
114	14	14	170	65	×	226	75	-
115	85	+	171	53	(	227	76	LBL
116	01	1	172	24	CE	228	85	+
117	95	=	173	65	×	229	02	2
118	22	INV	174	43	RCL	230	01	1
119	38	SIN	175	12	12	231	04	4
120	55	÷	176	54	)	232	01	1
121	89	π	177	39	COS	233	02	2
122	55	÷	178	95	=	234	07	7
123	01	1	179	42	STO	235	02	2
124	00	0	180	15	15	236	07	7
125	00	0	181	43	RCL	237	76	LBL
126	95	=	182	06	06	238	75	-
127	42	STO	183	44	SUM	239	69	OP
128	12	12	184	14	14	240	02	02
129	85	+	185	75	-	241	98	ADV
130	05	5	186	24	CE	242	69	OP
131	00	0	187	65	×	243	05	05
132	35	1/X	188	43	RCL	244	76	LBL
133	55	÷	189	09	09	245	61	GTO
134	04	4	190	55	÷	246	43	RCL
135	87	IFF	191	02	2	247	10	10
136	00	00	192	95	=	248	32	X:T
137	28	LOG	193	42	STO	249	01	1
138	65	×	194	11	11	250	05	5
139	03	3	195	69	OP	251	00	0
140	76	LBL	196	00	00	252	00	0
141	28	LOG	197	22	INV	253	71	SBR
142	95	=	198	57	ENG	254	99	PRT
143	42	STO	199	22	INV	255	43	RCL
144	13	13	200	58	FIX	256	07	07
145	55	÷	201	87	IFF	257	32	X:T
146	43	RCL	202	01	01	258	03	3
147	07	07	203	61	GTO	259	05	5
148	55	÷	204	04	4	260	02	2
149	53	(	205	03	3	261	07	7
150	01	1	206	01	1	262	71	SBR
151	75	-	207	03	3	263	99	PRT
152	43	RCL	208	04	4	264	43	RCL
153	09	09	209	02	2	265	11	11
154	54	)	210	01	1	266	32	X:T
155	35	1/X	211	07	7	267	04	4
156	23	LNX	212	69	OP	268	02	2
157	95	=	213	03	03	269	01	1
158	42	STO	214	87	IFF	270	03	3
159	10	10	215	00	00	271	04	4
160	65	×	216	85	+	272	02	2
161	43	RCL	217	02	2	273	02	2
162	06	06	218	03	3	274	02	2
163	65	×	219	01	1	275	71	SBR
164	53	(	220	03	3	276	99	PRT
165	01	1	221	02	2	277	43	RCL
166	00	0	222	07	7	278	06	06
167	00	0	223	02	2	279	32	X:T

C — I_{dpk} — V_{arg} — "FULL" — "WAVE" — "HALF" — STAMPA RISULTATI

Fig. 5

3 (a) $T = \frac{1}{2 \cdot f} = \frac{1}{2 \cdot 50\ Hz}$ 10 msec per onda intera

3 (b) $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50\ Hz} = 20$ msec semionda

Per ricavare il tempo tra d e b occorre valutare la funzione inversa di sin, cioè arsin (o con altra notazione $\sin^{-1}$); infatti da:

$$V = V_{pk} \sin \omega t$$

si ha: $\sin \omega t = V/V_{pk}$

e, invertendo la funzione

$$\omega t = \sin^{-1} V/V_{pk}$$

e ricordando che $\omega = 2\pi t$
si ha:

$$t = \frac{1}{2\pi f} \sin^{-1}\left(\frac{V}{V_{pk}}\right)$$

ora ricaveremo V nel nostro caso.

Poichè sappiamo l'ondulazione massima percentuale tollerata, possiamo risalire da essa al valore di V nel modo seguente:

$$V = V_{pk} - V_{pk} \cdot \text{ripple} = V_{pk}(1 - \text{ripple})$$

e sostituendo

4) $t_{db} = \frac{1}{2\pi f} \sin^{-1}(1 - \text{ripple})$

che è indipendente dai valori assoluti delle tensioni in gioco.

Ricaviamo ora il tempo di scarica del condensatore: esso è facilmente calcolabile come somma tra semiperiodo della semisinusoide raddrizzata T/2 e t_{db} cioè, dalla 3) e 4).

5) $t_{db} = \frac{T}{2} + t_{db} = \frac{1}{4f} =$

$= \left[1 + \frac{2}{\pi} \sin^{-1}(1 - \text{ripple}) \right]$ per onda intera,

mentre per il raddrizzatore a semionda è data dal valore precedente cui si somma ancora il periodo di una semisinusoide, cioè:

5b) $t_{ab} = \frac{T}{2} + T + t_{db} = \frac{3}{4f} =$

$1 + \left[\frac{2}{\pi} \sin^{-1}(1 - \text{ripple}) \right]$

```
280  04  4
281  02  2
282  03  3
283  03  3
284  02  2
285  06  6
286  00  0
287  00  0
288  71  SBR
289  99  PRT
290  43  RCL
291  14  14
292  32  X:T
293  04  4
294  02  2
295  03  3
296  00  0
297  02  2
298  04  4
299  03  3
300  01  1
301  71  SBR
302  99  PRT
303  43  RCL
304  15  15
305  32  X:T
306  02  2
307  04  4
308  01  1
309  06  6
310  03  3
311  03  3
312  02  2
313  06  6
314  71  SBR
315  99  PRT
316  98  ADV
317  25  CLR
318  60  DEG
319  86  STF
320  01  01
321  91  R/S
322  76  LBL
323  18  C'
324  01  1
325  66  PAU
326  43  RCL
327  10  10
328  91  R/S
329  02  2
330  66  PAU
331  43  RCL
332  07  07
333  91  R/S
334  03  3
335  66  PAU
```

VISUALIZZAZIONE RISULTATI

Fig. 6

Ora siamo giunti quasi al termine.

Nel periodo t_{ab} il condensatore si scarica sul carico R_L, dal valore di tensione di picco V_{pk} a quello assunto al punto b, pari a V_{pk} (1-ripple) e, come noto, la legge di variazione è esponenziale negativa, cioè imponendo le condizioni dette:

$$V_{pk}\,(1\text{-ripple}) = V_{pk} \cdot e^{\frac{t_{ab}}{C \cdot R_L}}$$

e invertendo la funzione si ha finalmente:

$$6)\; C = \frac{t_{ab}}{R_L \cdot \log \left(\frac{1}{1\text{-ripple}}\right)}$$

nella quale tutti i termini a destra dell'uguale sono noti.

Per avere la corrente di picco nei diodi ricaviamo dalla relazione che lega carica e tensione di un condensatore

$Q = C \cdot V$, derivando

$$\frac{dQ}{dt} = C \cdot \frac{dV}{dt} \quad \text{ma} \quad \frac{dQ}{dt} = I \text{ e allora}$$

$$I = C \cdot \frac{dV}{dt}$$

ora osserviamo che nel tempo t_{db} l'andamento della tensione ai capi del condensatore è sinusoidale (nel caso che il trasformatore non saturi, cioè lavori entro le sue caratteristiche, altrimenti i risultati riportati costituiscono un valore approssimato per eccesso) per cui:

$$I = C \cdot V_{pk} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t)$$

Il massimo di I si ha all'inizio della conduzione dei diodi, cioè, dopo un tempo $t = t_{db}$, avendo considerato l'origine della sinusoide in d.

Quindi:

$$7)\; I_{Dpk} = C \cdot V_{pk} \cdot 2\pi \cdot 50\,\text{Hz} \cdot \cos(2\pi \cdot 50 \cdot t_{db})$$

Ricaviamo facilmente i risultati che mancano:

$$V_{media} = V_{pk} - V_{pk} \cdot \text{ripple} + \frac{V_{pk} \cdot \text{ripple}}{2}$$

da cui

$$V_{media} = \frac{(2 - \text{ripple})}{2}\, V_{pk}$$

poi

$$9)\; V_{min} = V_{pk}\,(1\text{-ripple})$$

$$10)\; V_{max} = V_{pk} = V_s \cdot \sqrt{2} - V_D$$

con ciò abbiamo esaurito tutte le derivazioni matematiche.

Rimane solo da ricordare che nel caso di raddrizzatori al silicio la caduta di tensione V_D vale circa 0,7 V per raddrizzatori a semionda e 1,4 V per quelli in cui entrano in conto due diodi, ad esempio per i raddrizzatori a ponte visti prima.

Il *figura 4* e seguenti, è riportato il listing del programma che svolge i calcoli descritti.

Per fare girare il programma, occorre eseguire i passi seguenti, in qualsiasi ordine:

(1) introdurre V_s, tensione del secondario del trasformatore e premere A

```
336  43  RCL
337  11  11
338  91  R/S
339  04  4
340  66  PAU
341  43  RCL
342  06  06
343  91  R/S
344  05  5
345  66  PAU
346  43  RCL
347  14  14
348  91  R/S
349  06  6
350  66  PAU
351  43  RCL
352  15  15
353  91  R/S
354  61  GTO
355  18  C'
```

```
001  99  PRT
014  11  A
025  12  B
036  13  C
049  14  D
060  17  B'
067  16  A'
071  98  ADV
102  38  SIN
141  28  LOG
228  85  +
238  75  -
245  61  GTO
323  18  C'
```

"ELENCO LABELS"

Fig. 4), 5), 6) - Listing del programma

(2) introdurre V_D, tensione di caduta sui diodi e premere B.
(3) introdurre la percentuale di ripple tollerata (il 20% dà in genere il miglior compromesso tra ripple e valore di C) poi premere C.
(4) introdurre I_L, max corrente di carico in Ampere, poi premere D.

Forse è meglio spiegare cosa si intende per "qualsiasi ordine": il significato è che non è necessario inserire i dati nell'ordine numerico di presentazione, ma si può cominciare con V_D, poi I_L e quindi V_s e ripple o altro. Quando se dopo l'elaborazione si vuole cambiare un dato è sufficiente introdurre solo il dato cambiato, rimanendo gli altri memorizzati. Se è collegata la stampante PC 100, ogni volta che si introduce un dato, esso viene stampato affiancato ad un nome abbreviato, per ricordare a cosa si riferisca.

Dopo aver introdotto in calcolatrice le informazioni necessarie, si passa alla elaborazione vera e propria. Nel caso si sia utilizzato uno schema di raddrizzamento a onda intera si premerà 2ND A, nel caso della semionda 2ND B. Al termine dell'elaborazione si hanno due forme di presentazione dei risultati. Nel caso sia collegata la stampante, vengono stampati con codice mnemonico afianco i valori di 1) condensatore C (in Farad), 2) resistenza di carico R_L (in Ω), 3) tensione media di uscita V_{av} col carico specificato, 4) tensione di picco V_{pk}, 5) tensione minima V_{min}, 6) la corrente di picco nei diodi I_{Dpk}.

Nel caso invece la stampante non sia collegata, quando l'elaborazione si arresta sul display appare il valore "0.00". Per vedere i risultati occorre premre 2ND C. Apparirà dapprima la cifra 1, seguita dal valore del condensatore; per avere gli altri dati occorre premere R/S, dopodichè apparirà il numero 2, seguito dopo pochi istanti dal valore della R_L.

Alla successiva pressione si avrà 3, poi V_{av}, poi ancora 4 seguito da V_{pk}, quindi 5 cui segue V_{min} e 6 con I_{Dpk}.

Se si preme nuovamente R/S si torna a visualizzare 1 e il valore di C.

Una nota merita la visualizzazione dei dati in uscita.

Il programma usa la notazione tecnica, quella, per intenderci, ottenuta premendo 2ND ENG. Quindi "10 06" significa che il condensatore deve avere un valore da $10 \cdot 10^{-6}$ Farad, cioè 10 μF. Un accenno merita il fatto che i condensatori elettrolitici hanno tolleranze di fabbricazione elevate, del tipo +20%, –50%; il che significa che un condensatore marcato 10 μF può valere 120 μF o solo 50 μF.

Ottenuti quindi i risultati dei calcoli si tenga presente di aumentare il valore di C del fattore corrispondente. Nel caso accennato si sarebbe optato saggiamente per un valore doppio della capacità calcolata. La tensione di picco V_{pk} è data per poter scegliere la tensione di lavoro dei condensatori maggiore di tale valore.

Per quanto riguarda la corrente di picco nei diodi I_{Dpk} essa ci fornisce un utile indicazione circa quali diodi scegliere. Non si assuma però tale corrente come quella continua di lavoro, perchè in tal caso si surdimensionerebbero troppo i raddrizzatori.

In *figura 7* sono riportati i risultati per le due disposizioni, a onda intera e a semionda.

Come si vede, per entrambi i casi, i dati introdotti vengono stampati man mano, con il codice cui si riferiscono. Poi, a seconda della elaborazione viene stampato il titolo, "Full Wave" per onda intera e "Half Wave" per la semionda, seguito dai risultati.

Dopo di ciò si è provato a cambiare la percentuale di ondulazione (ripple, indicato con "% ER") tollerata, il nuovo dato viene stampato e facendo partire nuovamente l'elaborazione, non viene più stampato il titolo ma solo i risultati.

Nel caso si voglia provare a elaborare sia "Full Wave" che "Half Wave" consecutivamente, occorre premere "*INV 2ND St flg 1*", ogni volta che si cambia tipo di elaborazione, perchè venga stampato il titolo. Del resto, si è preferito optare per la soppressione del titolo in tutte le elaborazioni successive la prima, sia per risparmiare carta, sia perchè è assai improbabile usare entrambe le circuiterie nella stessa seduta, visto che, in genere, il tipo di raddrizzatore viene scelto in precedenza in sede di valutazione globale del circuito.

Nel caso interessassero calcoli per frequenze di linea diverse da 50 Hz, è sufficiente introdurre al posto di 50, ai passi 92 e 93 la nuova frequenza,e al posto di 100 il doppio della nuova frequenza ai passi 123, 124, 125 e 165, 166, 167. Il resto rimane tale e quale.

```
      12. 00     VS             9. 00     VS
      1.4 00     VD          700. -03     VD
      20. 00    %ER            20. 00    %ER
    250. -03     IL          250. -03     IL
   FULL WAVE                HALF WAVE
572.14991-06      C     1.6721298-03       C
62.282251 00     RL     48.111688 00      RL
14.013506 00   VAVG      10.82513 00    VAVG
15.570563 00    VPK     12.027922 00     VPK
 12.45645 00   VMIN     9.6223376 00    VMIN
1.6792497 00   IDPK     3.7910691 00    IDPK
      10. 00    %ER            10. 00    %ER
1.3051234-03      C     3.6622751-03       C
62.282251 00     RL     48.111688 00      RL
14.792035 00   VAVG     11.426526 00    VAVG
15.570563 00    VPK     12.027922 00     VPK
14.013506 00   VMIN      10.82513 00    VMIN
2.7828035 00   IDPK     6.0320959 00    IDPK
      30. 00    %ER            30. 00    %ER
336.18406-06      C     1.0179446-03       C
62.282251 00     RL     48.111688 00      RL
13.234978 00   VAVG     10.223734 00    VAVG
15.570563 00    VPK     12.027922 00     VPK
10.899394 00   VMIN     8.4195454 00    VMIN
1.1744009 00   IDPK     2.7469433 00    IDPK
```

Fig. 7 - Esempi di elaborazioni, come descritti nel testo.

Generatore di impulsi di corrente a 150 A per controllare le caratteristiche di dispositivi di potenza

Molto spesso in laboratorio occorre disporre di un circuito capace di fornire impulsi di corrente e di tensione elevate e di breve durata. Nella maggior parte dei casi questi impulsi vengono usati a loro volta per studiare il comportamento di un dato dispositivo di commutazione di potenza in vista di un suo impiego in una particolare applicazione.

In pratica si tratta di realizzare un circuito on/off il cui interruttore statico sia in grado di lavorare con una velocità di commutazione *più elevata* di quella con cui dovrà lavorare il dispositivo che si vuole controllare. Un transistore MOS di potenza sarebbe l'interruttore ideale in questo caso; ha solo l'inconveniente di non poter fornire l'intensità di corrente richiesta. Questa limitazione può però essere superata collegando in parallelo molti transistori MOS di potenza. Ciò permetterà di avere ancora impulsi molto brevi ma con la potenza desiderata.

Con riferimento alla *figura 1* vediamo che per ottenere impulsi di corrente di 150 A occorre collegare in parallelo 15 FET MOS di potenza (Q1 ... Q15). Inizialmente, condurrà maggior corrente quel FET avente un valore di transconduttanza (g_{fs}) più elevato, e di conseguenza, questo transistore sarà sede di una forte dissipazione, che a sua volta produrrà un aumento di temperatura la quale però abbasserà la resistenza drain/source ($r_{ds(on)}$), con il risultato finale di avere un'autolimitazione della corrente di drain. Questo processo di autoregolazione della corrente di drain si ripeterà per ciascuno dei FET in parallelo fino a che la corrente di drain assumerà uno stesso valore in tutti i rami.

La corrente di pilotaggio di questo "particolare interruttore a FET MOS" è fornita da due altri FET (Q16 e Q17) a canale p, collegati in parallelo. Questi FET vengono portati a loro volta in conduzione da un impulso negativo (—50 V) applicato al loro gate. Questo impulso di pilotaggio viene applicato all'interruttore di potenza (Q1 ... Q15) a

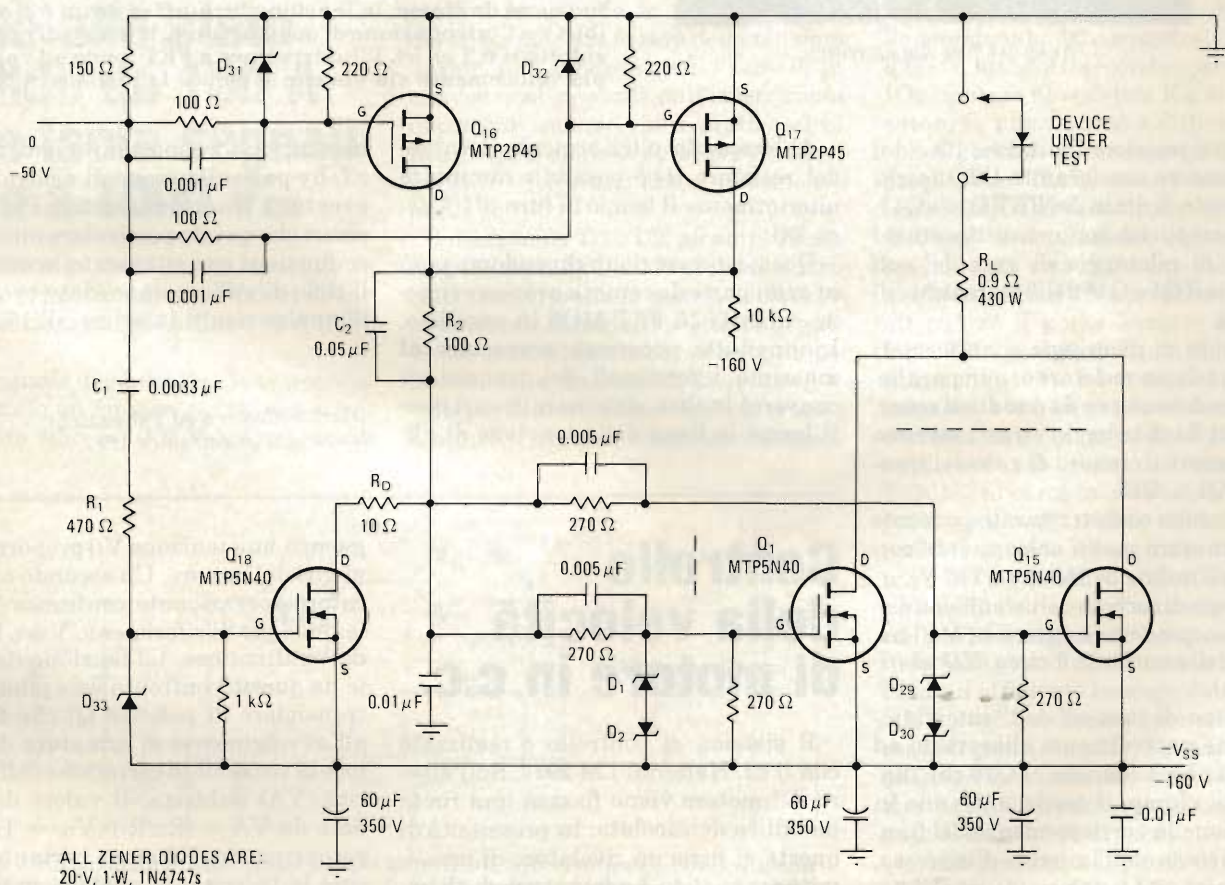



Fig. 1 - Particolare dell'interruttore che, per fornire impulsi di corrente di 150 A di picco, impiega 15 FET MOS di potenza, canale n, collegati in parallelo. In questo interruttore veloce di potenza non occorre impiegare FET selezionati in quanto viene sfruttata la caratteristica di autolimitazione della corrente di drain propria di un dispositivo FET. L'impulso di pilotaggio di questo interruttore ha un tempo di salita di 10 ns, un'ampiezza di 50 V e un ciclo di utilizzazione molto breve (1%).

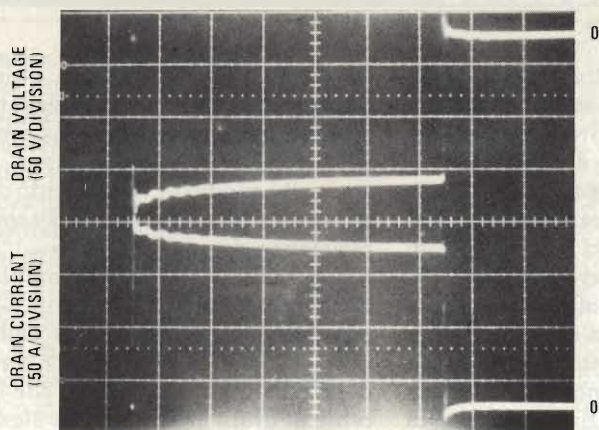
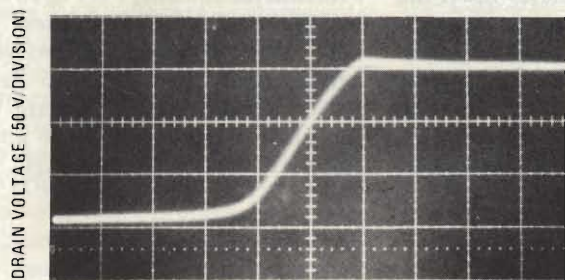
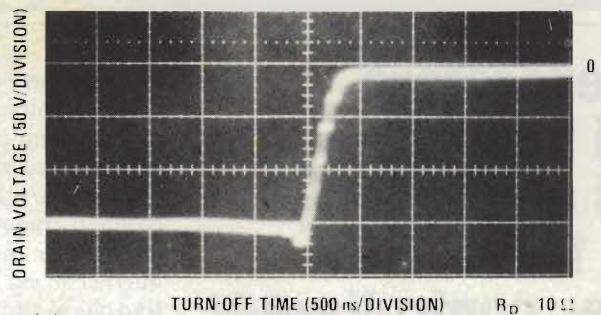
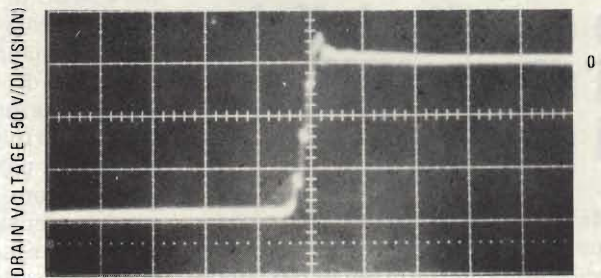



Fig. 2 - Forme d'onda caratteristiche dell'interruttore. Il tempo di turn-on della tensione di drain del circuito è 10 ns; la corrente di drain raggiunge il massimo in circa 250 ns a causa del carico reattivo (a). Senza il transistore Q18, che funziona da clamp, la tensione turn-off di drain è circa 1 μs (b). Con l'introduzione di questo clamp, il tempo di turn-off è ridotto a 0,2 μs (c). L'interruttore a FET tende ad "aprirsi" più velocemente via via che si riduce la resistenza R_d(d).

mezzo del resistore limitatore R2 e dal condensatore acceleratore C2, inseriti nel circuito di drain dei FET Q16 e Q17.

Per semplicità sono stati riportati i circuiti di pilotaggio di gate dei soli transistori Q1 e Q15 dell'interruttore di potenza.

I circuiti di pilotaggio sono formati ciascuno da un resistore con in parallelo un condensatore e da due diodi zener, collegati back-to-back, i quali servono a proteggere il circuito di gate dei transistori Q1 ... Q15.

Un circuito così strutturato consente di commutare molto velocemente correnti dell'ordine di 150 A (a 140 V).

Il tempo di turn-on della tensione dell'impulso prodotto è inferiore a 10 ns, quello della corrente è circa 250 ns *(figura 2a)*.

Il tempo di turn-off dell'"interruttore" viene notevolmente abbreviato ad opera del FET (canale n) Q18 che funziona da clamp, il quale, entrando in conduzione in corrispondenza del fianco di discesa dell'impulso d'ingresso, può fornire una tensione inversa di gate all'interruttore di potenza.

Il tempo di turn-off della tensione di drain che ammonta a circa 1 ms *(figura 2b)*, viene ridotto a 0,2 μs proprio a causa di questo circuito clamp *(figura 2c)*.

Abbassando ulteriormente il valore del resistore R_d è possibile diminuire ulteriormente il tempo di turn-off *(figura 2d)*.

Queste prestazioni dipendono però in gran parte da come in pratica vengono cablati i 15 FET MOS in parallelo. Innanzitutto occorrerà accorciare al massimo i terminali dei transistori; converrà inoltre, sistemare in vari punti lungo la linea della tensione di alimentazione, opportuni condensatori r.f. by-pass allo scopo di neutralizzare eventuali fenomeni reattivi. Per essere sicuri che questo particolare interruttore funzioni correttamente, occorre che il ciclo di utilizzazione (duty cycle) dell'impulso risulti inferiore all'1%.

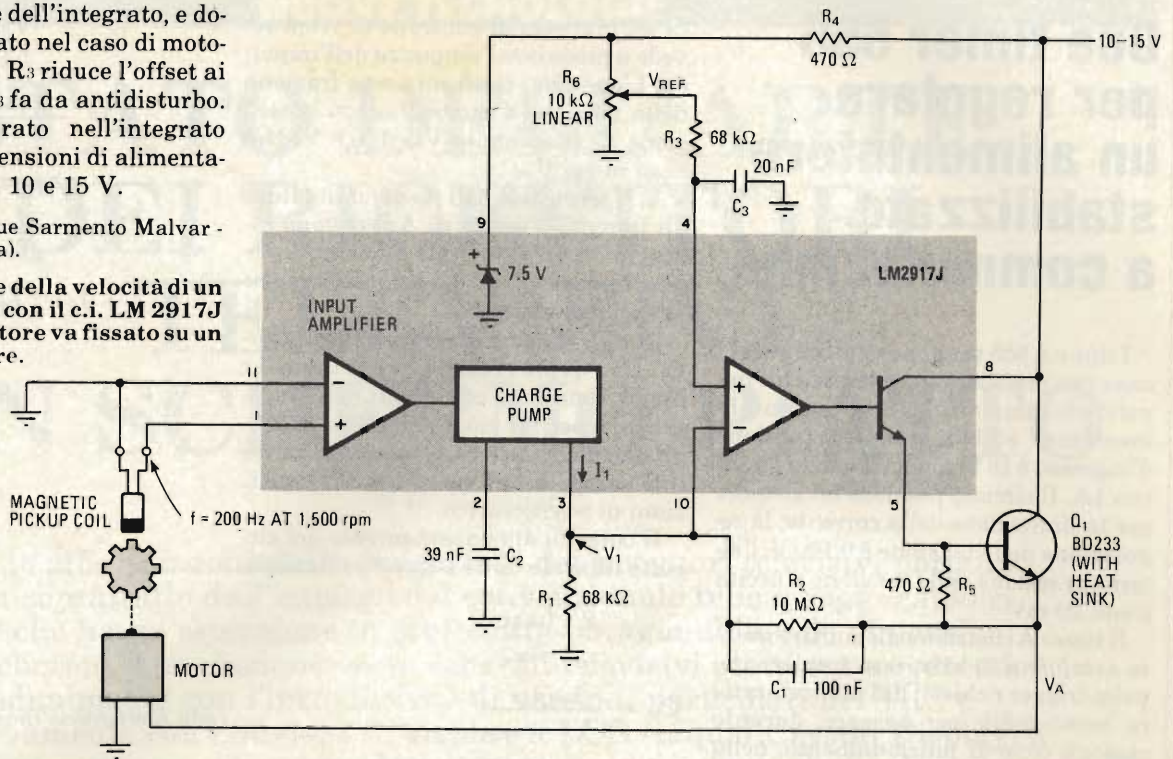
(Herb Saladin e Al Pshaenich)
Motorola - *Electronics* 1982.

Controllo della velocità di motore in c.c.

Il sistema di controllo è realizzato con il c.i. National LM 2917. Sull'albero del motore viene fissata una ruota metallica denticolata. In prossimità di questa si pone un rivelatore di prossimità magnetico. La frequenza degli impulsi prodotti da quest'ultimo, sarà pertanto proporzionale ai giri del motore. Questi vengono applicati all'integrato dove, nella "pompa di carica", producono una corrente I_1 (e di conseguenza una tensione V_1) proporzionale ai giri del motore. Un secondo amplificatore operazionale confronta V_1 con la tensione di riferimento V_{REF}, fissata dall'utilizzatore. La tensione risultante da questo confronto va a pilotare un transistore di potenza Q_1 che fornirà all'avvolgimento di armatura del motore la tensione di correzione della velocità (VA) richiesta. Il valore di VA è dato da $VA = (R_2/R_1)(V_{ref} - I_1R_1)$. Il potenziometro R6 serve pertanto a fissare la velocità del motore, in quanto quando $V_1 > R_{ref}$, la tensione VA tende a diminuire e viceversa. La funzione degli altri componenti è la seguente: C_1 serve da livellatore degli impulsi di corrente e da stabilizzatore. C_2 fissa il fat-

tore di conversione dell'integrato, e dovrà essere aumentato nel caso di motori a bassa velocità. R_3 riduce l'offset ai terminali 4 e 10. C_3 fa da antidisturbo. Lo zener incorporato nell'integrato consente di usare tensioni di alimentazione comprese tra 10 e 15 V.

(*Electronics* - Henrique Sarmento Malvar - Università di Brasilia).

Fig. 3 - Regolazione della velocità di un motore in continua con il c.i. LM 2917J National. Il transistore va fissato su un dissipatore di calore.

Relé allo stato solido da 100 A che isola segnali fino a 1000 Vcc

Il relè allo stato solido riportato in *figura 4*, può commutare valori di corrente alternata dell'ordine 100 A a 115 V.

Il segnale di controllo viene applicato tramite un fotoaccoppiatore con isolamento fino a 1000 V_{cc}. Questo relè statico, lavorando in corrispondenza del passaggio per lo zero della tensione di rete, non produce quella serie di inconvenienti prodotti dall'interruzione di correnti intense, che in pratica significano forti disturbi R. F. per i radioricevitori e televisori che si trovano nei paraggi.

I diodi zener D1 e D2, gli amplificatori operazionali IC_a e IC_b e i circuiti associati trasformano il segnale della rete in una serie di impulsi positivi e negativi che coincidono con il passaggio per lo zero della tensione della rete.

In particolare, i diodi zener servono a limitare il segnale alternato di ingresso al valore di 30 V da picco a picco; l'operazionale IC_a squadra la forma d'onda, mentre il secondo operazionale IC_b, insieme al resistore R e al condensatore C, provvedono a differenziarla.

Per portare in conduzione il fotoaccoppiatore TIL121 occorre una corrente di 15 mA. Il fotoaccoppiatore quando si trova in conduzione, consente alla tensione di rete differenziata di raggiungere le basi dei transistori Q1 e Q2 attraverso il ponte formato dai diodi D3 ... D6. I transistori, una volta portati in conduzione ad opera del suddetto impulso, sono in grado di fornire una corrente di pilotaggio di 150 mA, che applicata sul gate del triac RCA T2301B, lo porta in conduzione. Gli impulsi applicati in gate del triac sono positivi quando il terminale di rete del triac MT2 è positivo rispetto al terminale MT1, e negativi quando il terminale MT2 è negativo rispetto al terminale MT1, condizione questa che assicura un efficiente innesco del triac.

Nel caso occorresse commutare correnti di pochi Ampére, è possibile semplificare il circuito eliminando i transistori Q1 e Q2 e pilotare direttamente il gate di un triac di minore potenza con il segnale presente sul punto di congiunzione dei diodi D3 e D4. La corrente disponibile su questo punto è infatti circa 10 mA.

(Stan Rubin, Ragen Data System - *Electronic Design*/1982).

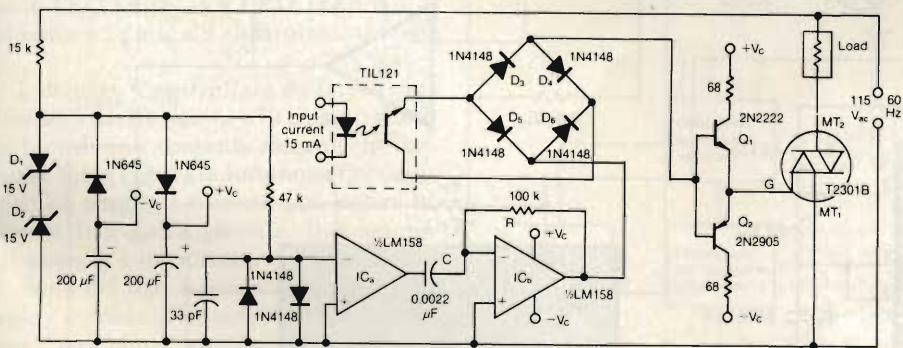



Fig. 4 - Interruttore allo stato solido capace di interrompere correnti con intensità di 100 A a 115 V di rete. Un fotoaccoppiatore provvede ad isolare (1000 Vcc) il relè dal segnale di controllo. Il circuito può quindi essere comandato a distanza. L'apertura/chiusura del triac (interruttore statico), solo in corrispondenza del passaggio per lo zero della tensione di rete, evita gli inconvenienti derivanti dall'interruzione di valori di correnti elevate e di conseguenza, non produce disturbi a radiofrequenza nei televisori e nei ricevitori che si trovino nelle vicinanze.

Due timer 555 per regolare un alimentatore stabilizzato a commutazione

I due c.i. 555 vengono usati in questo caso per modulare in ampiezza gli impulsi di commutazione di questo alimentatore stabilizzato. La tensione d'ingresso è 18 V, quella d'uscita è 12 V con 1A. Il circuito possiede un sistema per la limitazione della corrente; la regolazione della tensione è 0,1%/V; l'alternata residua sulla tensione d'uscita è soli 20 mV.

Il timer A_1 funziona da multivibratore *astabile* a 20 kHz; esso fornisce impulsi trigger richiesti dal multivibratore *monostabile* per passare, durante ciascun ciclo di funzionamento, nello stato logico "1". L'uscita dell'amplificatore operazionale 741, ("1") applicata all'ingresso di controllo di A_2 provvede a modulare l'ampiezza dell'impulso. L'op. amp. confronta una frazione della tensione d'uscita V_{out} con la tensione di riferimento V_{ref} di 6,8 V. Nel caso in cui $V_{ref} >$ V_{out}, il terminale 5 di A_2 diventa alto, e gli impulsi d'uscita di A_2 vengono allungati rimanendo tali fino che $V_{ref} = V_{out}$. Nel caso $V_{ref} < V_{out}$, questi impulsi verrebbero accorciati.

Q_1 e Q_2 sono i transistori "interruttori". Q_3 e Q_4 provvedono ad effettuare la limitazione della corrente I_L nell'induttanza, e per far ciò abbreviano la lunghezza degli impulsi. Q_3 serve anche ad interrompere l'alimentatore in condizioni di sovraccarico.

Il corretto dimensionamento del circuito dipende dalle seguenti relazioni:

$$t_{on\,(min)} = \frac{2\ \tau\ I_{in\ sc}}{I_{L\,(max)}}$$

$$C_O = \frac{I_{out}\ t_{off}}{4\ V_{modulazione}}$$

$$t_{on}/t_{off} = \frac{V_{out} + 0{,}7}{V_{in} - (V_{out} + V_{ce\ sat\ Q_1})}$$

$$R_{sc} = \frac{V_{BEQ3}}{1.1\ I_p}$$

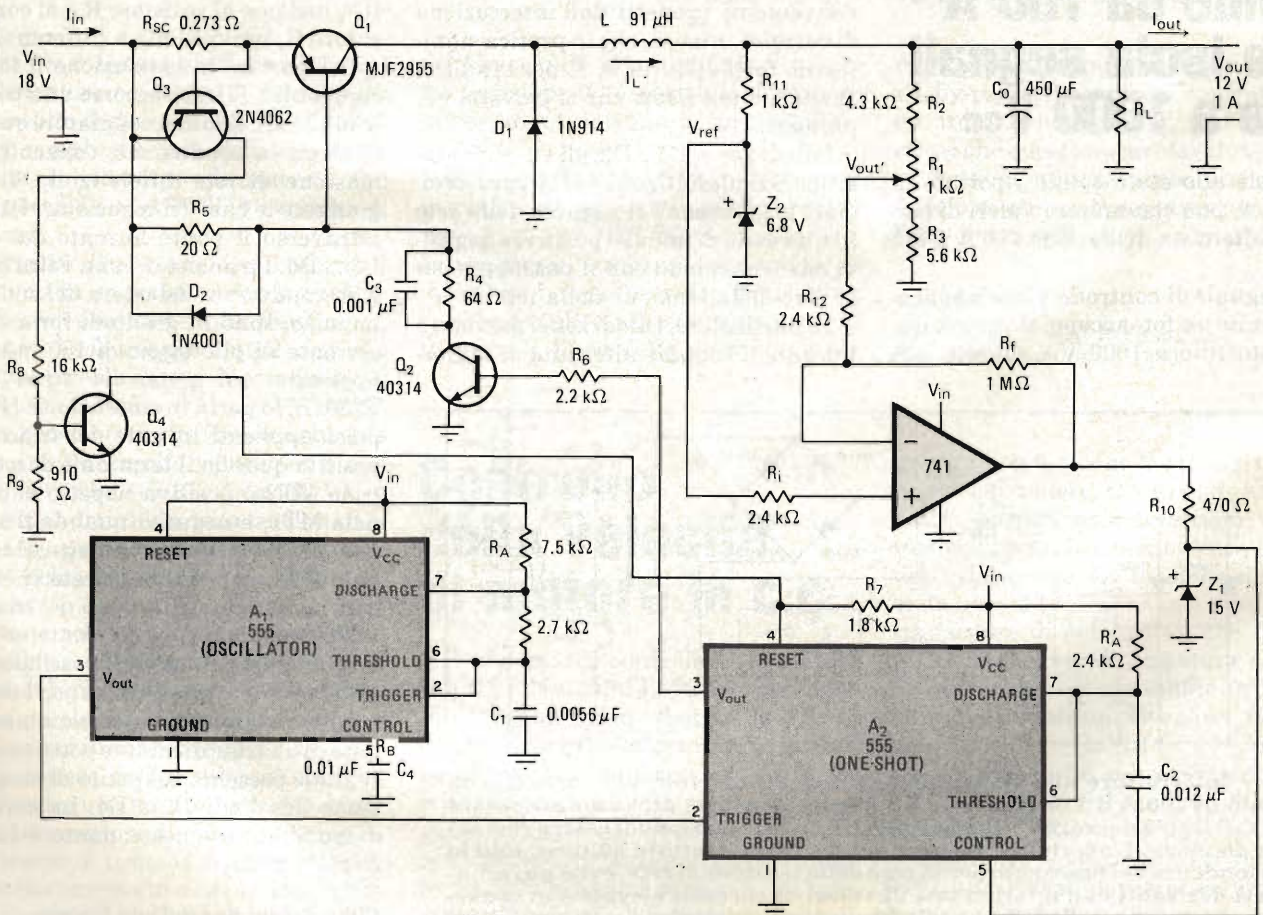
$$L = \frac{(V_{out} + 0{,}7)\ t_{off}}{I_p}$$

τ = periodo oscillazione

$I_{in\ sc}$ = corrente d'ingresso di cortocircuito

$I_p = 2\ I_{out}$

(da *Electronics/Dicembre 1981*)

Fig. 5 - Regolatore cc/cc realizzato con due c.c. timer 555.

STATO DELL'ARTE DEI RICEVITORI TELEVISIVI CON SCHERMO PIATTO

di G. Martinetti

Il limite alla riduzione delle dimensioni dei ricevitori televisivi portatili deriva soprattutto dall'impiego del convenzionale tubo a raggi catodici (TRC) che ha un'estensione in profondità paragonabile alle dimensioni dello schermo. L'evoluzione verso schermi televisivi piatti sta avvenendo gradualmente con l'introduzione di versioni particolari del TRC e successivamente con l'impiego di display a LCD (Liquid Crystal Display) a bassissimo consumo. Dopo una breve rassegna dei principali display piatti, con particolare riferimento al tipo LCD, vengono descritti nel presente articolo alcuni ricevitori televisivi miniaturizzati che vedremo apparire nel corso degli anni '80.

I display vengono anzitutto classificati secondo il metodo utilizzato per ottenere la *luminosità* dell'immagine e secondo il sistema impiegato per la *scansione*.

I *display "emettitori di luce"* debbono fornire direttamente l'energia luminosa necessaria per ottenere l'adeguato contrasto rispetto all'ambiente. Tali display sono perciò caratterizzati da un considerevole consumo di energia.

Sono di questo tipo, oltre al tradizionale TRC, i display a LED, i pannelli a plasma e i pannelli elettroluminescenti.

I *display "controllori di luce"* controllano in riflessione o in trasmissione la luce di una sorgente esterna che fornisce tutta l'energia luminosa necessaria. La sorgente esterna può essere la stessa luce dell'ambiente. Il consumo di energia è in tal caso molto piccolo.

Sono del tipo a controllo di luce i display a cristalli liquidi (LCD) e il sistema "eidophor" per la proiezione su grande schermo con l'impiego di una potente sorgente luminosa.

La scansione dell'immagine sullo schermo può essere *"a fascio singolo"* oppure *"a matrice"*.

Nel primo caso ogni elemento dell'immagine viene esplorato sequenzialmente punto per punto. In tal modo ogni elemento dello schermo deve essere in grado di rispondere senza saturare ad un'intensità di segnale N volte più grande di quella che sarebbe necessaria se tutti gli elementi dello schermo venissero intensificati contemporaneamente.

È questo naturalmente il caso del tradizionale tubo a raggi catodici in bianco e nero dove è possibile intensificare un elemento dello schermo per volta, in

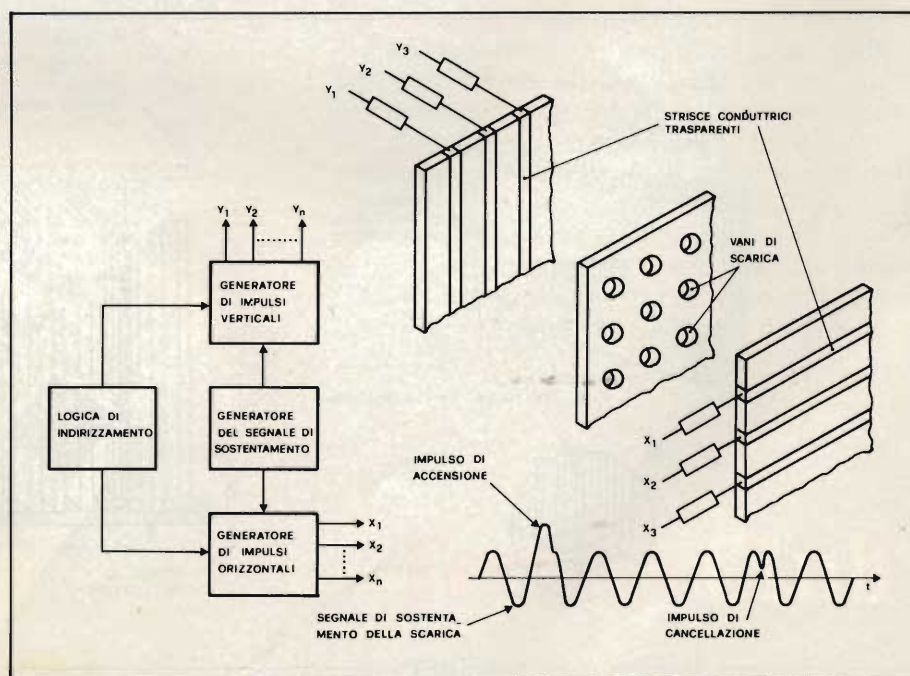



Fig. 1 - Costituzione e funzionamento di un display a plasma del tipo A. C.

un tempo complessivo inferiore al limite di persistenza della retina.

Nel caso del TRC a colori, il fascio diventa triplo essendo generato da tre cannoni elettronici, mentre la scansione sostanzialmente non cambia.

Con la scansione *"a matrice"* esiste una sorgente distribuita su tutto lo schermo o meglio tante sorgenti elementari, ognuna azionabile in modo indipendente.

Ogni sorgente è indirizzabile secondo le proprie coordinate XY. Anche se è possibile la scansione sequenziale per punti, ora si preferisce la scansione per linee o addirittura per l'intero quadro mediante un'opportuna memoria di linea o di quadro. In tal modo viene ridotto il picco di luminosità richiesto al singolo elemento.

Una maggiore complicazione rispetto al fascio singolo deriva dalla necessità che tutti gli elementi accesi contemporaneamente debbono possedere un circuito di controllo distinto.

Un esempio di scansione a matrice si ha nel *display a plasma* che è costituito da una serie di celle elementari ripiene di gas e delimitate fra due pannelli di vetro recanti strisce conduttrici trasparenti verticali e orizzontali. Come rappresentato in *figura 1*, la scarica che produce l'illuminazione di colore rosso della cella di coordinate XY avviene applicando un'opportuna tensione alle corrispondenti strisce che individuano quella cella. Viene applicata a tutte le celle una tensione alternata a 30-50 kHz (da cui il nome di AC Plasma Panel) di ampiezza non sufficiente a produrre la scarica. Applicando a una cella un impulso che aumenti per un istante quella tensione, avviene la ionizzazione del gas e la scarica permane anche dopo la fine dell'impulso.

Esistono inoltre display a plasma del tipo DC (Direct Current) in cui per l'eccitazione del gas occorre applicare permanentemente una tensione continua di valore opportuno.

Sono in corso esperimenti per realizzare schermi a plasma a colori in cui le radiazioni del gas eccitano fosfori di colori diversi.

Nei *display a LED* è limitato il numero di punti luminosi disponibili rispetto ai display precedenti e perciò vengono impiegati solo per rappresentazioni alpha-numeriche.

I *display a LCD*, esaminati in detta-

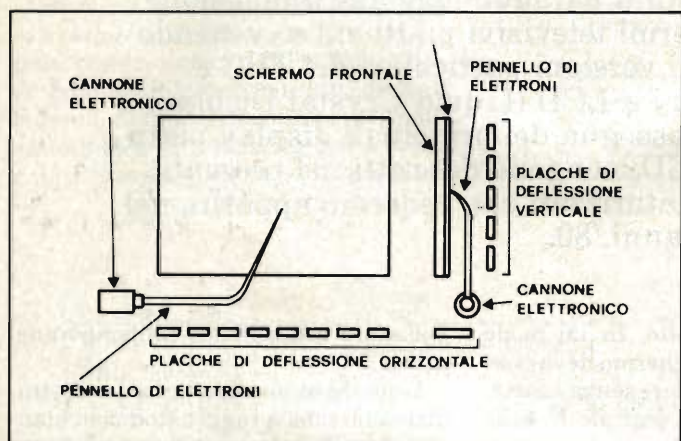



Fig. 2 - TRC piatto realizzato da AIKEN nel 1957.

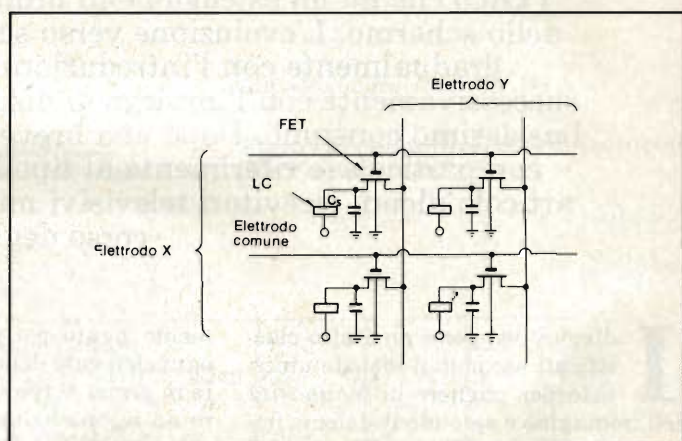



Fig. 4) - Display a LCD del tipo Fet-Array, contenente in ogni punto XY un fet che funziona come elemento di storage.

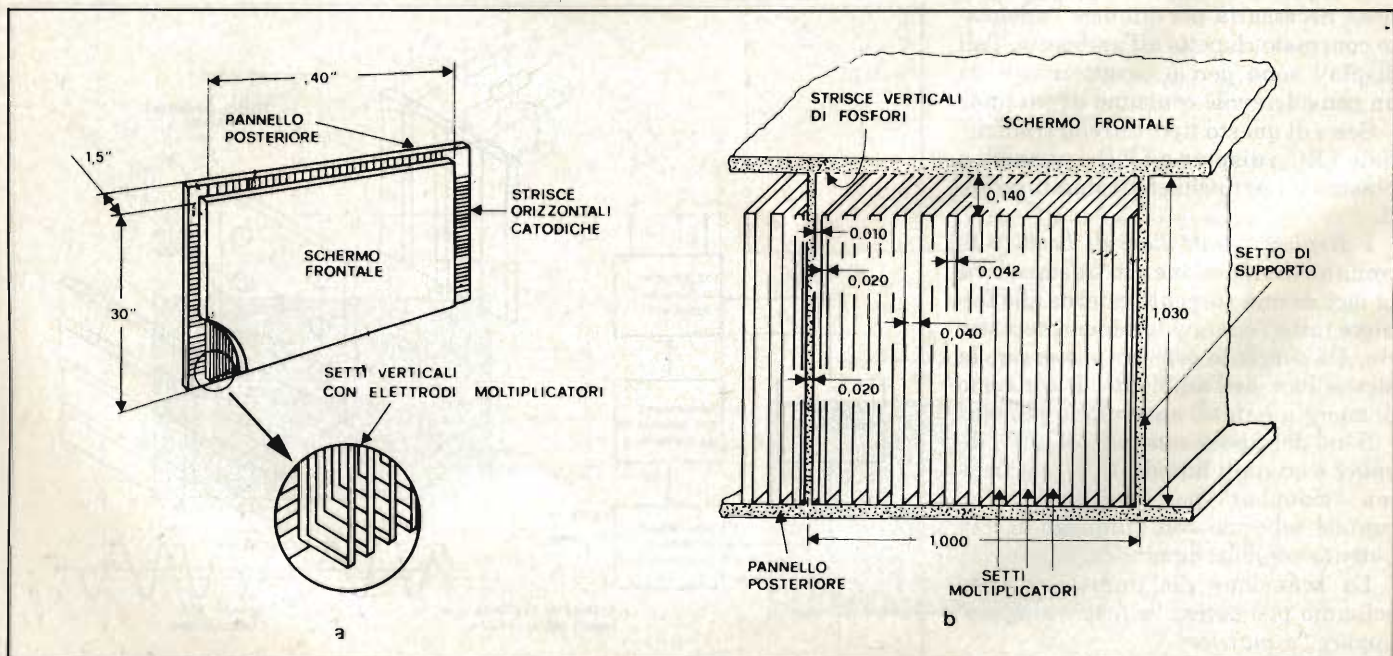



Fig. 3 - Il TRC piatto con catodo freddo realizzato dalla RCA a) vista frontale; b) sezione orizzontale di un modulo.

Cod. IFH08

Cod. IFK01

Cod. IFK02

Cod. IFK03

Cod. IHG03

Cod. IBI01

Cod. IBI03

Cod. IBI07

Cod. IBI08

Cod. IGI03

GLI AMPLIFICATORI DI NORTON QUADRUPLI LM3900 & LM359 - CON ESPERIMENTI
G. Marano - pag. 441, 1981

Con oltre 100 circuiti fondamentali e applicativi (amplificatori, oscillatori, filtri, VCA, VCO, ecc.) e più di 160 circuiti pratici (dagli strumenti di misura ai gadgets), il libro è dedicato agli amplificatori di Norton, in particolare all'LM3900 che ne contiene 4, con dati e circuiti sull'LM359, un doppio Norton programmabile.
Cod. IFD01 **L. 19.800**

Cod. IHI02

Cod. IHI06

Cod. IHI03

Cod. II105

Cod. II102

CIRCUITI DIGITALI INTEGRATI E MICROPROCESSORI
V. Falzone - pag. 295, 1982
Il testo è diviso in quattro parti, dedicate alla teoria di base: algebra di Boole, sistemi di numerazione, codici binari; ai circuiti combinatori ad una o più uscite, e alle relative realizzazioni con integrati SSI ed MSI; ai circuiti sequenziali asincroni, sincroni ed impulsivi ed alle loro realizzazioni integrate; ai circuiti LSI e ai sistemi a microprocessori.
Cod. IBH01 **L. 11.700**

INTRODUZIONE AI MICROCOMPUTER VOL. 0 - Il LIBRO DEL PRINCIPIANTE
A. Osborne - pag. 240, 1980

Una visione complessiva su calcolatori ed elaboratori, con concetti generali e terminologia di base per capire la tecnologia usata. Vengono illustrate le singole parti del sistema, con le possibilità di espansione e componenti accessori.
Cod. IFH11 **L. 12.500**

Cod. IBM01

Cod. IBM03

Cod. ICN01

Cod. ICN04

Cod. IHN02

Come diventare socio...

Per diventare Socio è sufficiente scegliere tra queste due semplici possibilità:

A) Versare l'importo di L. 8.000 quale quota di adesione.

B) Effettuare un primo acquisto di libri, per un importo minimo di L. 30.000.
In questo caso non si versa la quota di adesione.
Per acquisti inferiori a L. 30.000 va aggiunta la quota di adesione di L. 8.000.

In ambedue i casi, *il Socio ha diritto a ricevere gratuitamente la rivista* **"TechnoClub Review"** *per ben due anni e la tessera personale* con validità per lo stesso periodo.
Il Socio che nel corso dei due anni di adesione effettuerà acquisti di libri per un importo di almeno L. 60.000 avrà diritto al rinnovo automatico e gratuito dell'iscrizione al **TechnoClub** per un altro anno, conservando quindi tutti i vantaggi esclusivi.

Associati subito.

Spedisci oggi stesso la cedola di adesione

CEDOLA DI ADESIONE da compilare e spedire in busta chiusa a **TechnoClub** - Via Rosellini, 12 - 20124 Milano

Si, aderisco al **TechnoClub** scegliendo la seguente formula:
□ A) Sola adesione con versamento di L. 8.000
□ B) Adesione con acquisto dei seguenti libri per un importo totale di L. .... + L. 1.500 per contributo fisso per spese di spedizione

Cod. ....Cod. ....Cod. ....

Cod. ....Cod. ....Cod. ....

□ Contanti o francobolli allegati

□ Assegno allegato n° ....

Banca ....

□ Ho spedito l'importo a mezzo vaglia postale

□ Ho versato l'importo sul ccp n° 19445204 intestato a **TechnoClub** - Milano

□ Pagherò in contrassegno al postino al ricevimento dei volumi (valido solo per la formula B)

Nome ....

Cognome ....

Via ....

Città .... Cap. ....

Cod. Fiscale (per le aziende) ....

Data .... Firma ....

Sono interessato principalmente a Libri di ...
- □ **Elettrotecnica**
- □ **Elettronica e dispositivi elettronici**
- □ **Elettronica pratica ed hobbystica**
- □ **Misure elettroniche**
- □ **Radioriparazioni - TV Service**
- □ **Equivalenze dei semiconduttori**
- □ **Personal computer e calcolatrici**
- □ **Linguaggi e metodi di programmazione**
- □ **Informatica**
- □ **Informatica e organizzazione aziendale**
- □ **Comunicazioni: elementi e sistemi**
- □ **Microprocessori**
- □ **Saggistica elettronica e informatica**
- □ **Energie alternative**
- □ **Sistemi di regolazione e controllo**
- □ **Altri (specificare)** ....

....

Sono interessato anche a libri in lingua originale ...

□ **Inglese** □ **Francese** □ **Tedesco**
... Sono interessato a Software per ...
- □ **Apple**
- □ **Atari**
- □ **Commodore**
- □ **Sinclair**
- □ **Tandy Radio Shack**
- □ **Altri (specificare)** ....

....

...e puoi già scegliere tra questi titoli.

INTRODUZIONE AI MICROCOMPUTER VOL. 1 - IL LIBRO DEI CONCETTI FONDAMENTALI
A. Osborne - pag. 321, 1980

Il libro presenta la struttura logica fondamentale su cui sono basati i sistemi a microcomputer. Usando i concetti comuni a ogni sistema a microprocessore, viene illustrata l'architettura, la programmazione, le possibilità e l'operatività di un microcomputer, con un set finale ipotetico di istruzioni per la simulazione delle possibili situazioni reali in cui si verrà a trovare con i vari microprocessori.
Cod. IFH12 **L. 14.400**

MICROPROCESSORI: DAI CHIPS AI SISTEMI
R. Zaks - pag. 383, 1980

Dai concetti e definizioni base, il libro descrive l'architettura di un sistema microprocessore, le funzioni richieste per allestirlo, i componenti e loro interconnessioni, sino ad assicurare un sistema standard ed esaminare poi la reale interconnessione di un certo numero di sistemi reali. Presenta le caratteristiche che qualificano ciascun prodotto, distingue le aree di applicazioni principali in corrispondenza a specifiche architetture.
Cod. IFH09 **L. 19.800**

TECNICHE DI INTERFACCIAMENTO DEI MICROPROCESSORI
A. Lesea/R. Zaks - pag. 400, 1980

Indica le tecniche e i componenti necessari per assemblare un sistema completo, dalla fondamentale unità centrale di elaborazione ad un sistema equipaggiato con tutte le periferiche comunemente usate.
Cod. IFH10 **L. 19.800**

PROGRAMMAZIONE DEL 6502
R. Zaks - pag. 375, 1981

Libro ideato come testo autonomo e progettato sotto forma di corso per imparare la programmazione in linguaggio Assembler del microprocessore Z80: dai concetti di base alle tecniche di programmazione più avanzate, con risoluzione obbligatoria di vari esercizi.
Cod. IFH04 **L. 19.800**

APPLICAZIONI DEL 6502
R. Zaks - pag. 214, 1981

Tecniche e programmi per applicazioni tipiche del 6502.
I programmi sono, con poche varianti, applicabili direttamente su qualunque microcomputer su scheda basato sul 6502, quali il KYM, il SYM e l'AIM65 e altri, e consentono al lettore alcune realizzazioni pratiche.
Cod. IFH08 **L. 12.000**

CP/M CON MP/M
R. Zaks - pag. 309, 1982

Il libro si prefigge di rendere agevole l'uso del CP/M (nelle versioni CP/M 1.4 - CP/M 2.2 - sistema operativo multiutente MP/M); il sistema operativo progettato per semplificare l'utilizzo di un microcomputer, disponibile su quasi tutti gli elaboratori basati su microprocessore 8080 e Z80 e su certi sistemi utilizzanti il 6502.
Cod. IFK01 **L. 19.800**

PROGRAMMARE IN ASSEMBLER
A. Pinaud - pag. 153, 1982

Il libro, destinato in particolare a chi già ha una buona conoscenza di un linguaggio evoluto molto semplice come il BASIC, fornisce i rudimenti che consentono di programmare in Assembler, con numerosi esempi pratici. Come Assembler esistente è stato scelto quello dello Z80.
Cod. IFK02 **L. 9.000**

IMPARIAMO IL PASCAL
F. Waldner - pag. 162, 1981

Un libro di divulgazione, incentrato sull'autoapprendimento del linguaggio Pascal, con consigli, problemi.
Un testo da "usare" e non da "leggere", secondo l'intento dichiarato dall'autore.
Cod. IFK03 **L. 9.000**

ENERGIA SOLARE MANUALE DI PROGETTAZIONE
B. Anderson - pag. 398, 1980

Un libro utile ai progettisti che intendono intraprendere l'esperienza di una radicale trasformazione del processo progettuale per una diversa architettura, capace di regolare il clima interno con il minimo consumo di energia tradizionale.
Cod. IHG03 **L. 16.200**

SISTEMI IN AF E RADIORICEVITORI ANTENNE-TV IN B/N E A COLORI
E. Cavazzuti/C.A. Nobili/P. Tinarelli
pag. 640, 1980

Terzo volume del "Corso di radio elettronica" degli stessi autori. Illustra i circuiti ed i sistemi di alta frequenza, compreso lo studio dei radioricevitori a modulazione di ampiezza e di frequenza. Vengono poi presentate le antenne riceventi ed i relativi amplificatori per impianti d'antenna TV singoli e centralizzati; la TV in b/n e a colori, con descrizione sia dei sistemi per la formazione delle immagini da trasmettere, sia dei ricevitori TV in b/n e a colori.
Cod. IBF01 **L. 13.500**

LINEAMENTI DI TELEFONIA E TELEGRAFIA
M. Mariani - pag. 382, 1979

Il testo si propone di fornire le essenziali basi teoriche e concettuali per una comprensione delle fondamentali tecniche telefoniche e telegrafiche. È opera propedeutica per chi si indirizza professionalmente nel campo delle comunicazioni su filo e di complemento culturale ai corsi di radioelettronica.
Cod. IBF02 **L. 12.600**

TECNICHE RADAR NAVALI
P. Monti - pag. 275, 1981

Il volume tratta in generale le tecniche radar impiegate in mare, la cui conoscenza è complemento essenziale dell'istruzione nautica. L'addestramento pratico degli operatori radar da parte degli Istituti Osservatori Radar, presuppone un minimo di formazione tecnica di base che il libro si prefigge di fornire.
Cod. IBF03 **L. 10.800**

SISTEMI RADAR
P. Monti - pag. 573, 1978

Un corso fondamentale di sistemi radar strutturato in modo da essere utilizzato dai tecnici del settore, anche non sistemisti e da chi desidera dedicarsi a questo settore della tecnica.
Cod. IBF04 **L. 19.800**

IL VADEMECUM DX
S.W. Best - pag. 195, 1981

Il testo affronta i problemi relativi alla ricezione ad onde corte, dalla scelta dell'apparecchio alla stesura del rapporto di ascolto. Con molti esempi di circuiti vengono illustrati i vari concetti della propagazione delle onde radio, della tecnica di ricezione e delle antenne.
Cod. IHF06 **L. 4.850**

MANUALE DELL'OPERATORE DX
G. Gerzelka - pag. 139, 1979

Il volume tratta: onde e frequenze, collegamenti sicuri, come si svolge il DX, modi di frasmissione vantaggiosi, servizi di radiotrasmissione e le loro frequenze; la ionosfera come propagatrice di segnali, traffico sulle onde corte per lunghe distanze, frequenze ed orari favorevoli e sfavorevoli, possibilità di collegamenti con tutti e cinque i continenti e i famigerati disturbi; il DX sulle onde ultracorte.
Cod. IHF07 **L. 4.300**

METODI DI MISURA PER RADIOAMATORI
W. Link - pag. 130, 1978

Si rivolge allo sperimentatore che intende eseguire misurazioni anche difficili, dimostrando che molte misure possono essere effettuate con sufficiente precisione anche con strumenti semplici.
Cod. IHF08 **L. 4.300**

ELETTRONICA INDUSTRIALE - Sistemi e automazione - Vol. 1 - Introduzione ai sistemi di controllo
R. Mialich G. Rossi - pag. 468, 1982

Viene proposto uno sviluppo unitario di alcuni aspetti dell'elettronica fino ad oggi separati, quali: i controlli automatici, l'elettronica digitale, l'elettronica di potenza, il calcolatore nel controllo dei processi. Vengono affrontati gli argomenti della teoria dei controlli, procedendo allo sviluppo delle applicazioni di potenza più diffuse.
Alcuni capitoli descrivono i sistemi non lineari, i sistemi digitali, il microprocessore, il controllo di processi.
Cod. IBI01 **L. 13.500**

ELETTRONICA INDUSTRIALE - Sistemi e automazione - Vol. 2 - Applicazioni di elettronica industriale
R. Mialich G. Rossi - pag. 432, 1982
Cod. IBI02 **L.13.500**

ELETTROTECNICA ELETTRONICA RADIOTECNICA Vol. 1 - Fondamenti teorici e pratici
R. Giometti F. Frascari - pag. 432, 1981

Gli autori hanno inteso realizzare un corso completo che, senza richiedere una preparazione specifica al lettore, lo porti dai principi elementari dell'elettronica alle applicazioni dell'elettronica e delle telecomunicazioni.
Cod. IBI03 **L. 12.600**

ELETTROTECNICA ELETTRONICA RADIOTECNICA Vol. 2 - Radiotecnica ed elettronica industriale
R. Giometti, F. Frascari - pag. 694, 1980
Cod. IBI04 **L. 14.400**

DISPOSITIVI E CIRCUITI ELETTRONICI
Elementi Fondamentali
Gasparini/Mirri - pag. 440

Si tratta di un'"edizione ridotta" di un corso in due volumi che pur trattando gli argomenti più significativi ed essenziali alle applicazioni, evita sia i problemi più complessi, sia le trattazioni matematiche più elaborate.
Cod. IBI07 **L. 10.800**

ELETTRONICA LINEARE E DIGITALE Vol. 1
Gasparini/Mirri - pag. 514
Oltre alla trattazione sintetica dell'elettronica lineare e digitale, l'opera intende far conoscere i dispositivi a semiconduttore e gli integrati attualmente disponibili, facendo riferimento ai dati forniti dai costruttori.
Vengono inoltre illustrate le caratteristiche sia dei diodi a semiconduttore che dei transistori (bipolari e ad effetto di campo).
Cod. IBI08 **L. 12.600**

ELETTRONICA LINEARE E DIGITALE Vol. 2
Mirri - pag. 546
Cod. IBI09 **L. 14.400**

CORSO DI PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI A SEMICONDUTTORE
P. Lambrechts - pag. 100, 1981

Esamina i problemi di fondo che sorgono nel progetto dei circuiti. Considera le tecniche circuitali tipiche dei circuiti integrati, l'indipendenza delle funzioni circuitali dalla variazione delle caratteristiche, l'uso di componenti attivi in sostituzione di induttanza, capacità e resistenze.
Cod. IGI03 **L. 7.500**

ELETTRONICA INTEGRATA DIGITALE
E. Taub/D. Schilling - pag. 713, 1981

400 problemi, dai più semplici ai più sofisticati. Vengono trattati i dispositivi di commutazione e gli amplificatori operazionali; la logica RTL e quella CMOS vengono analizzate in tutti i loro aspetti.
Cod. IFI01 **L. 31.000**

LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI CON ESPERIMENTI
Titus, Rony, Larsen, Titus - pag. 280, 1979

Scritto per semplificare l'approccio alla progettazione ed alla sperimentazione dei filtri attivi, il libro utilizza diverse tavole e grafici, affiancando alla teoria una gamma di esperimenti da laboratorio.
Cod. IFI02 **L. 13.500**

LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI - CON ESPERIMENTI
Titus, Titus Rony & Larsen - pag. 263, 1979

Testo didattico che riguarda la progettazione e il funzionamento degli amplificatori operazionali. Descrive inoltre una serie di esperimenti che illustrano la progettazione ed il modo di operare di amplificatori lineari, differenziatori ed integratori, convertitori, oscillatori, filtri attivi e circuiti a singola alimentazione.
Cod. IFI03 **L. 13.500**

GUIDA AI CMOS - FONDAMENTI, CIRCUITI ED ESPERIMENTI
H.M. Berlin - pag. 219, 1980

I fondamenti dei CMOS, il loro interfacciamento con altre famiglie logiche, LED e display a 7 segmenti, le porte di trasmissione e multiplexer, demultiplexer analogici, i multivibratori monostabili e astabili, i contatori, una tabella per convertire i circuiti da TTL a CMOS. Con 22 esperimenti.
Cod. IFI04 **L. 13.500**

COMPRENDERE L'ELETTRONICA A STATO SOLIDO
Learning Center Texas - pag. 222, 1979

Articolato come corso autodidattico, in 12 lezioni, con quesiti e glossari, spiega la teoria e l'uso di diodi, transistori, tyristori, dispositivi elettronici e circuiti integrati bipolari, MOS e lineari, utilizzando semplici nozioni di aritmetica.
Cod. IFI08 **L. 12.600**

CORSO DI ELETTRONICA FONDAMENTALE CON ESPERIMENTI
Larsen, Titus, Titus & Rony - pag. 439, 1980

Configurato come corso per l'autodidatta, tratta l'elettronica dalla teoria atomica ai transistori. Ogni argomento viene svolto secondo i suoi principi base e ne vengono descritte le applicazioni pratiche e i circuiti reali.
Cod. IFI05 **L. 13.500**

LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI PLL CON ESPERIMENTI
H.M. Berlin - pag. 256, 1979

Principi dei circuiti PPL (ad anello ad aggancio di fase), con 15 esperimenti di laboratorio. Usando i circuiti integrati TTL e CMOS, questo libro teorico/pratico espone il funzionamento del rivelatore di fase dell'oscillatore controllato in tensione, del filtro ad anello dei sintetizzatori di frequenza e dei sistemi monolitici, con le relative applicazioni.
Cod. IFI06 **L. 12.600**

DIZIONARIO DEI SEMICONDUTTORI
Buescher/Wiegelmann - pag. 162, 1978

Con 300 voci sui semiconduttori, è un dizionaro che presenta in un quadro organico i termini che si riferiscono alla teoria ed alla tecnica dei dispositivi a semiconduttore. Serie di richiami tra le voci e circa 70 illustrazioni.
Cod. IHI02 **L. 4.500**

MANUALE DI OPTOELETTRONICA
Ratheiser/Pichler - pag. 174, 1979

Un'introduzione alla moderna tecnica dei componenti elettronici ottici: fototransistori, fotodiodi, LED, cristalli liquidi, laser. La trattazione teorica e pratica è preceduta da un'ampia introduzione alla fisica dei semiconduttori.
Cod. IHI06 **L. 4.850**

PRONTUARIO DI ELETTRONICA: FORMULE
G. Rose - pag. 174, 1980

Unesposizione riassuntiva delle formule più importanti di matematica, meccanica, elettronica, misure, acustica, fotoelettronica. Per ottenere il risultato desiderato non è necessario trasformare le formule ma basta sostituire in esse i valori noti e fare dei semplici calcoli.
Cod. IHI03 **L. 4.850**

ELETTRONICA DEI CONVERTITORI
S. Cantarano/G.V. Pallottino - pag. 269, 1977

Con il crescente impiego delle tecniche digitali rispetto a quelle analogiche, si è posto il problema della trasformazione dei segnali tra queste due rappresentazioni dell'informazione. In questo libro sono considerate le tematiche di questo settore: spazio maggiore è stato dedicato ai convertitori A-D e D-A, senza trascurare gli altri tipi, in particolare gli A-F, coprendo anche il problema della compressione dei dati.
Cod. III05 **L. 8.100**

I TIRISTORI
Moeltgen - pag. 373, 1974

Nel testo, dopo un'essenziale rassegna sulla teoria del funzionamento dei tiristori e sulle tecnologie di realizzazione, vengono esposte le tecniche di impiego nel campo dei convertitori di potenza secondo un'estesa casistica.
Cod. III02 **L. 10.800**

L'ALGEBRA DI BOOLE E I CIRCUITI LOGICI
F. Cianflone - pag. 267, 5ª ediz. 1978

Nella prima parte, ad una introduzione sul sistema binario e sull'algebra delle classi, seguono i rudimenti della logica booleana; nella seconda si trattano i più elementari metodi di minimizzazione; nella terza si danno alcuni cenni sui circuiti sequenziali e sulle principali applicazioni ai circuiti logici elettronici, a relé e con elementi fuidici.
Cod. III01 **L. 10.800**

GUIDA MONDIALE DEI TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO JFET E MOS
pag. 79, 1978
Cod. IFE01 **L. 9.000**

GUIDA MONDIALE DEI TRANSISTORI
pag. 287, 1981
Cod. IFE02 **L. 18.000**

GUIDA MONDIALE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI INTEGRATI
pag. 195, 1981
Cod. IFE03 **L. 12.900**

Queste tre guide presentano l'esatto equivalente, le caratteristiche elettriche e meccaniche, i terminali, i campi di applicazione, i produttori e distributori di oltre 20.000 transistori, 5000 circuiti integrati lineari e 2.700 FET europei, americani, giapponesi.

MANUALE DEI SEMICONDUTTORI Vol. 2
A.E.C. Van Utteren - pag. 138, 1978

Il manuale costituisce una sorgente di informazioni tecniche sulla maggior parte dei diodi zener - thyristor varicap e diodi tunnel europei, americani e giapponesi, elencati alfabeticamente e numericamente.
Cod. ICE02 **L. 12.900**

CIRCUITI INTEGRATI LINEARI
Mueller - pag. 496, 1979

Il manuale tratta più di 1000 diversi tipi di IC, di cui più della metà sono amplificatori operazionali. Altri dispositivi inclusi sono gli stabilizzatori di tensione, di tutti i tipi, i comparatori, gli amplificatori video, i decodificatori stereo, i preamplificatori e gli stadi finali ad AF, i circuiti amplificatori a FM-IF e gli amplificatori a RF.
Cod. ICE05 **L. 23.000**

CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI
Mueller - pag. 496, 1978

Nelle tabelle del libro sono contenuti più di 2.200 diversi tipi di dispositivi digitali di varie famiglie logiche. Come dispositivi speciali e particolari, l'utilizzatore troverà oltre 200 tipi differenti di visualizzatori di tutte le tecnologie.
Cod. ICE06 **L. 23.000**

MANUALE PER IL LABORATORIO DI MISURE ELETTRONICHE
G. Giometti F. Frascari - pag. 477, 1982

Il volume intende sviluppare l'analisi degli strumenti in base all'esigenza, per il tecnico che effettua una misura, di conoscere la struttura ed i principi di funzionamento degli strumenti. Vengono descritti la struttura ed i circuiti interni degli strumenti, onde consentire allo studente di esaminare diversi esempi applicativi della teoria elettronica.
Cod. IBM01 **L. 13.500**

L'OSCILLOSCOPIO
M. Gasperoni - pag. 300, 1981

Il testo si prefigge di far conoscere non solo le caratteristiche tecniche di questo strumento, estremamente utile per garantire un "service" efficiente a strumenti ed apparati elettronici, ma anche il suo funzionamento, la interpretazione delle sue caratteristiche, oltre che la sua corretta utilizzazione.
Cod. IBM03 **L. 13.500**

IL TELECOMANDO
A. Piperno - pag. 186, 1981

Una breve trattazione sulla tecnica digitale introduttiva e alcuni elementi base di introduzione alla elaborazione dei dati (presupposti indispensabili per comprendere i manuali di servizio che accompagnano i televisori a colori più prestigiosi), precedono la descrizione di alcuni tipi significativi di telecomando. Il lettore avrà modo di approfondire descrizioni ed istruzioni sul servizio assistenza.
Cod. ICN01 **L. 20.250**

TV A COLORI
B. Rodekurt - pag. 186

Compendio dei difetti nell'immagine di un TV a colori, per trovare l'origine dei guasti il più rapidamente possibile. La guida mira a costituire un fondamento di istruzione per gli apprendisti.
Cod. ICN04 **L. 20.250**

GUIDA ILLUSTRATA AL TV COLOR SERVICE
Bochum, Doegl - pag. 97, 1979

Le numerose foto e le relative informazioni facilitano l'individuazione delle cause di diversi guasti. Vengono descritti inoltre i monoscopi più diffusi, con le indicazioni per la messa a punto dei TV color.
Cod. IHN02 **L. 6.100**

glio nel paragrafo precedente, possono essere invece sviluppati con matrici di numerosi punti anche grazie al loro limitato consumo.

I *display elettroluminescenti* sono costituiti da un sottile film di materiale policristallino, in cui l'emissione di luce deriva dalla ricombinazione di elettroni e lacune come nei LED.

Infine fra i "Light-Valve-Display" il più noto è l'"eidophor" che è basato sulla diffrazione della luce da parte di un sottile film oleoso.

Ancora oggi il sistema convenzionale fascio di elettroni-fosfori impiegato nel TRC è il migliore dal punto di vista del colore, luminosità ed efficienza di alimentazione.

Per realizzare un TRC piatto occorre anzitutto deflettere un fascio di elettroni seguendo un percorso complesso ed evitando in particolare l'interazione del fascio con i setti interni che sopportano la pressione esterna.

In tal senso è stato sviluppato il tubo di Aiken nel 1957, *(figura 2)* dove il cannone elettronico è posto fuori dall'area dello schermo ed è parallelo alla superficie dello stesso.

Per l'azione delle placche orizzontali, il fascio di elettroni piega dapprima in alto e successivamente, per effetto delle placche verticali, viene deflesso verso i fosfori frontali.

Curiosa caratteristica di questo tubo è che, essendo le placche verticali trasparenti, si può vedere l'immagine da entrambe le facce del tubo.

La RCA ha sviluppato da alcuni anni un *TRC piatto con catodo freddo (figura 3)* che impiega tante areole catodiche poste in prossimità dello schermo ricoperto di fosfori. Ogni areola elementare è costituita da un catodo freddo in cui l'emissione di elettroni è ottenuta per via secondaria e con un processo rigenerativo a cui partecipano gli ioni del gas di tipo a pressione opportuna che riempie il TRC.

La scansione è ottenuta con una logica a indirizzamento matriciale che permette l'accesso sequenziale alle diverse sorgenti elementari.

Display a cristalli liquidi

I display a LCD sono come detto a basso consumo essendo del tipo a riflessione anzichè del tipo emissivo. Inoltre funzionando con basse tensioni (1,5 - 5 V) sono pilotabili direttamente con circuiti CMOS.

Tali caratteritiche li rendono particolarmente adatti per apparati portatili a basso consumo e di dimensioni ridotte.

Attualmente si sono affermati sul mercato come display alpha-numerici ma sono in fase di avanzato sviluppo, soprattutto in Giappone, display contenenti un numero sufficiente di punti da potere permettere la riproduzione di un'immagine televisiva con soddisfacente qualità.

La struttura a matrice di un display LCD è costituita da due substrati, ciascuno ricoperto da strisce e sovrapposti, che fanno capo ai terminali di comando verticali e orizzontali.

Tuttavia questo sistema non consente di ottenere contrasto, tempo di risposta e un numero di linee di scansione adeguati per una buona immagine TV.

Si inserisce allora in ogni punto un FET che funziona contemporaneamente da elemento di storage e di amplificazione delle tensioni di comando *(figura 4)*.

I cristalli normalmente usati per il bianco e nero del tipo TN (twisted - nematic) non sono adatti per la riproduzione a colori per la gamma limitata di colori che possono fornire e per il ristretto angolo di osservazione.

Alcuni esempi di ricevitori TV ultracompatti

Il più piccolo ricevitore TV attualmente in commercio è il modello TR-1010P della società giapponese Panasonic *(figura 5)* che impiega un piccolissimo TRC in bianco e nero da 1,5". Le dimensioni complessive sono: altezza 3,8 cm., larghezza 8,9 cm. e profondità 15,5 cm.; il peso è di 450 gr.

Lo schermo può essere fornito di una ghiera para-luce, comprendente una lente che ingrandisce l'immagine di 1,3 volte.

Il prezzo di mercato è di 199$.

Il modello più sofisticato TR-1000P, in vendita a 299$, comprende un radio

Fig. 5 - Questo ricevitore TV, modello TR-1010P della Panasonic è il più piccolo attualmente in commercio.

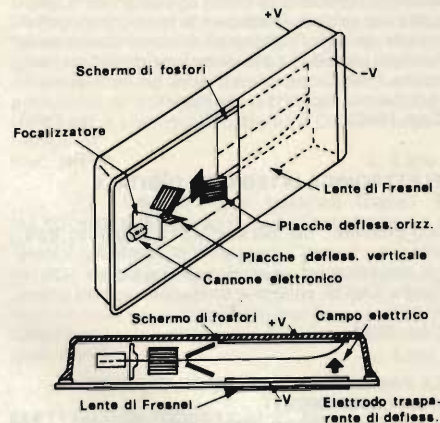



Fig. 6 - Il TRC piatto della Sinclair che misura 10,2 x 5,1 x 1,5 cm. verrà commercializzato entro l'anno.

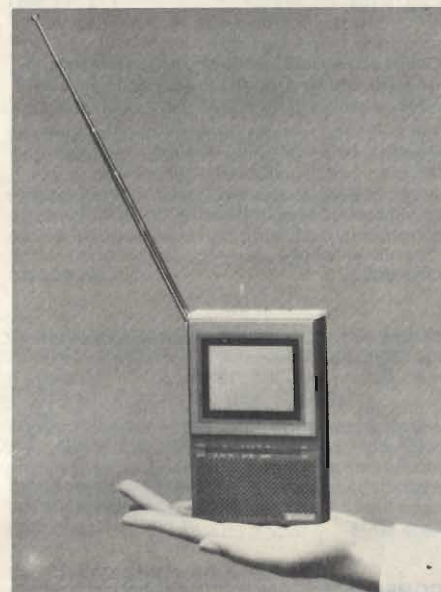



Fig. 7 - Il ricevitore TV della Toshiba che impiega un display piatto a LCD da 2" sarà disponibile sul mercato nel 1985.

ricevitore AM-FM ed è inoltre in grado di ricevere tutti i principali standard televisivi.

I circuiti di questi piccoli televisori impiegano 8 circuiti integrati montati su una piastra flessibile.

È opinione diffusa che impiegando TRC convenzionali non sarà possibile miniaturizzare ulteriormente il ricevitore TV, poichè ne risulterebbe uno schermo con dimensioni eccessivamente piccole. La tendenza è perciò quella di sviluppare schermi piatti con dimensioni superficiali abbastanza grandi e di ridurre le dimensioni delle parti circuitali.

La società Sinclair Research di Cambridge ha sviluppato un ricevitore leg-

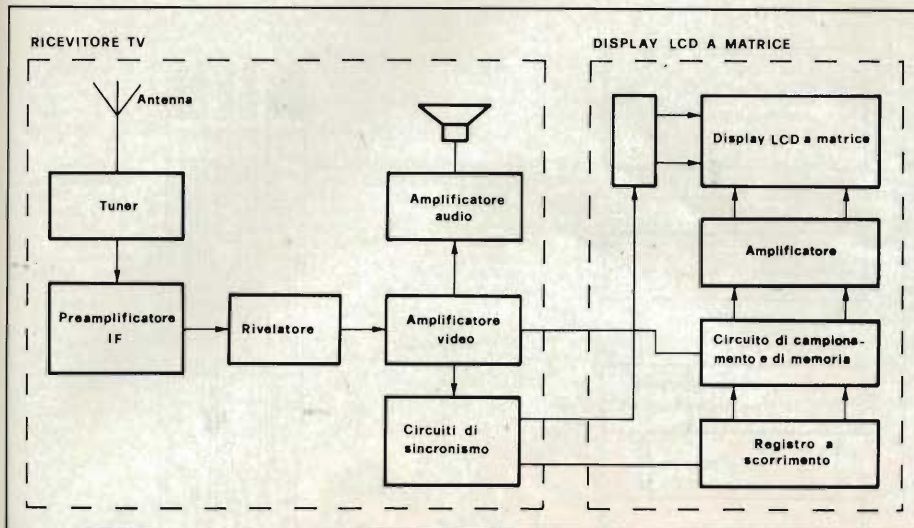



Fig. 8 - Schema a blocchi del ricevitore TV della Toshiba.

germente più piccolo del Panasonic ma con uno schermo di dimensioni doppie. Le dimensioni complessive del ricevitore TV e radio FM sono 15,2 x 10,2 x 2,4 cm. e lo schermo ha una diagonale di 3".

Il display impiegato *(figura 6)*, simile a quello di Aiken di *figura 2*, è formato da due lastre di vetro, una piatta frontale attraverso cui è visibile l'immagine per mezzo di una lente di Fresnel, e una posteriore ricurva su cui sono depositati i fosfori.

All'interno il cannone elettronico è sistemato da un lato dello schermo con l'asse parallelo allo stesso. Oltre alle placche di deflessione orizzontale e verticale vi è un terzo sistema di deflessione costituito da una metallizzazione trasparente depositata sullo schermo che permette di curvare il fascio di elettroni verso i fosfori frontali.

In tal modo si ottiene una luminosità almeno tre volte maggiore con un consumo cinque volte più piccolo rispetto al TRC tradizionale, poichè l'immagine viene vista dalla stessa parte in cui gli elettroni colpiscono i fosfori. Il TRC piatto della Sinclair misura 10,2 x 5,1 x 1,9 cm. Il ricevitore relativo è previsto in commercio entro la fine dell'anno in corso.

La Toshiba Corp. sta invece sviluppando un ricevitore TV *(figura 7)* con un display a LCD da 2" del tipo a FET-array ed è realizzato su di un chip LSI di 51,36 x 41,36 mm. Il numero di elementi luminosi è di 220 x 240. Il contrasto fra nero e bianco è di 20 : 1.

Nello schema a blocchi del ricevitore di *figura 8* è messo in evidenza il sistema di pilotaggio del display, che impiega un generatore sincronizzato per comandare le 220 linee orizzontali, e un circuito con shift-register e di campionamento del segnale video per pilotare le 240 linee verticali.

Le dimensioni complessive sono 17 x 8 x 1,6 cm. ed il peso è di 300 gr.

L'autonomia è di 3-4 ore impiegando celle al litio.

La commercializzazione del ricevitore è prevista per la metà degli anni '80, dovendo essere risolti problemi di resa di produzione del display a LCD in modo da ottenerne un costo accettabile.

Un display a LCD ancora più sofisticato è quello che sta sviluppando la Hitachi giapponese. Esso impiega 120 x 160 punti luminosi organizzati secondo una matrice quadrupla. Tale display prevede 640 contatti lungo la periferia, quattro volte le 120 linee orizzontali più i 160 contatti per le linee verticali *(figura 9)*. Si ottiene in tal modo un contrasto superiore a quello della matrice tradizionale impiegata dalla Toshiba.

I circuiti di memoria di linea, di modulazione della larghezza dell'impulso

Fig. 9 - Il ricevitore TV della Hitachi impiega un display a LCD del tipo a matrice quadrupla con 120 x 160 punti luminosi.

video sono realizzati con la tecnica CMOS-LSI. Quattro batterie da 1,5 V consentono un'autonomia di diversi giorni.

La complessità della struttura quadmatrix, oltre che dei nuovi circuiti di pilotaggio fanno prevedere realizzabile commercialmente tale ricevitore solo alla fine degli anni '80.

Anche il TRC tradizionale che, insieme alle stampanti e agli altoparlanti costituisce uno degli ultimi caposaldi della tecnica elettromeccanica, sta per essere conquistato dall'elettronica integrata.

Le tecniche che porteranno nel corso degli anni '80 all'introduzione di display piatti sempre più sofisticati troveranno impiego non solo nei ricevitori portatili TV, come illustrato nel presente articolo, ma anche in alcune delle altre applicazioni in cui è richiesto un interfaccia video fra il circuito e l'operatore. ■

Bibliografia

— **Elettronica Oggi,** Luglio-Agosto 1980, "Il TRC con catodo a moltiplicazione di elettroni".
— **Elettronica Oggi,** Aprile 1982, "Display a cristalli liquidi".
— **IEE Spectrum,** Dicembre 1981, "Shrinking products pose problems".
— **Electronic Design,** Gennaio 1982, "1982 Technology Forecast".

il PRIMO NUMERO è in edicola!

LA PRIMA RIVISTA EUROPEA DI SOFTWARE PER PERSONAL COMPUTER

PERSONAL SOFTWARE

ANNO 1 N. 1 LUGLIO/AGOSTO L. 3.500

UNA PUBBLICAZIONE DEL GRUPPO EDITORIALE JACKSON

RICORSIVITA' IN BASIC

MASTER MIND E INTELLIGENZA ARTIFICIALE

CONVERSIONI GRAFICHE TRA TRS-80, APPLE E PET/CBM

VENTIQUATTRO MODI PER SCRIVERE UN CICLO

PROGRAMMI PER PET/CBM, APPLE, TRS-80, ATARI, ZX80

MILLIOHMMETRO DIGITALE DA 3 CIFRE

di Elio Pedranti

È vero, è uno strumento che serve poco al dilettante, ma può sempre capitare di voler sapere che resistenza offre una bobina di 25 spire di filo da 1,5 mmq.; se il secondario di un trasformatore è in corto circuito o ha solo una resistenza veramente tanto bassa; se una pista sullo stampato presenta resistenza tollerabile con conseguente bassa caduta di tensione; se ... se ... e tante altre cose.

Con un tester o un multimetro in genere non si può scendere sotto 0,1 Ω di risoluzione mentre con questo milliohmmetro, e 160.000 ÷ 200.000 lire, si risolve discretamente il problema. Intendiamo, si può fare ancora di meglio, ma a questo punto le cose si complicano, non fosse altro che per la reperibilità del materiale. Per una ditta può essere una spesa modica se confrontata con i costi di strumenti esistenti in commercio (con risoluzioni 10 o 100 volte più basse del nostro quando non si utilizzi un multimetro esterno come vedremo oltre) che vanno da 2 a 5 milioni e con prestazioni fin troppo esuberanti rispetto alle mecessità che il più delle volte si presentano.

Cominciamo col vedere il principio su cui si basa lo strumento e capire alcune cose fondamentali sul come eseguire la misura e le difficoltà che ne derivano.

Uno strumento di misura deve essere in grado di interferire il meno possibile sul sistema o sull'elemento sotto prova; nel caso di un ohmmetro la resistenza d'ingresso dell'apparecchio e quella dei fili di connessione devono poter essere trascurate ai fini della misura, compatibilmente con la precisione e risoluzione richieste allo strumento. Per uno strumento di misura quale il milliohmmetro la resistenza d'ingresso ha in genere scarsa importanza giacchè questa può essere resa di molti ordini di grandezza superiore alla massima portata dello strumento. Un'attenzione maggiore va quindi posta ai terminali che permettono la connessione allo strumento e i cui valori ohmmici sono compresi tra i 20 mΩ e i 200 mΩ, valori addirittura superiori ai due fondo scala minimi di questo apparecchio. La tecnica della misura a quattro fili permette però di eliminare l'errore; il perchè è facile da comprendere se si considera il principio su cui si basa la misura: viene generata una corrente di intensità nota e opportuna e iniettata nell'elemento sotto prova; mentre per un ohmmetro la resistenza incognita è molto maggiore di quella dei fili che la collegano allo strumento ed è quindi ammissibile misurare la tensione alle boccole d'ingresso confondendo questa con quella presente ai capi della resistenza stessa e risalire così, in modo semplice e diretto, al valore di R_x, per un milliohmmetro la

Foto del milliohmmetro digitale da 3 cifre a realizzazione ultimata

Scheda tecnica del milliohmmetro.			
Alimentazione		220 V +10 % —15 %	
Portate		10 mΩ, 100 mΩ, 1000 mΩ, 10 Ω, 100 Ω, 1000 Ω	
Overrange		700 %	
Precisione della misura	a 20 °C	± 3 digit per 10 mΩ e 100 mΩ ± 2 digit per le altre portate	
	tra 0 °C e 40 °C	± 4 digit per 10 mΩ e 100 mΩ ± 3 digit per le altre portate	
Tempo ri assestamento termico dopo l'accensione		250 secondi	
Campo di temperatura di funzionamento		0 °C ÷ 40 °C	
	Potenza dissipata su Rx	Corrente di misura	Tensione su Rx
10 mΩ	10 mW	1 A	10 mV
100 mΩ	100 mW	1 A	100 mV
1000 mΩ	10 mW	100 A	100 mV
10 Ω	1 mW	10 mA	100 mV
100 Ω	100 μW	1 mA	100 mV
1000 Ω	10 μW	100 μA	100 mV

I dati relativi alla potenza e alla tensione presenti su Rx sono da intendersi per valori di fondo scala di questa.

posizione sopra fatta non è più accettabile e la tensione da rilevare DEVE essere proprio quella esistente ai capi di R_x. Dei quattro fili due servono allora a portare la corrente di misura e due a rilevare la tensione. Il circuito equivalente dei terminali di collegamento è rappresentato in *figura 1*, dove con R_P si sono indicate le resistenze dei conduttori di POWER, con R_S quelle di SENSE e con R_C quelle di contatto (si vedrà oltre di che si tratta). Nello stesso disegno vi è anche il circuito equivalente d'ingresso del milliohmmetro, con particolare riferimento all'amplificatore differenziale.

Ecco che è già possibile delineare una struttura a blocchi dell'apparecchio partendo da una tensione campione la cui stabilità, unitamente alle soluzioni circuitali e ai componenti utilizzati, è garante della stabilità della corrente di misura e in ultima analisi della affidabilità della misura stessa. Seguono un amplificatore e un voltmetro, che ha il compito di visualizzare il risultato.

Nella pratica della misura non ci si deve però mai dimenticare che:
I) una variazione nel posizionamento dei sensori + SENSE e — SENSE anche solo di un millimetro può portare a misure errate. Ciò è valido, dipendentemente dal materiale resistivo, soprattutto sulle portate più basse. Consideriamo infatti un filo di rame della sezione di un millimetro quadro a 20 °C; esso presenta una resistenza di circa 17 mΩ al metro, pari a ben 17 μΩ al millimetro. Ne deriva che per sezioni maggiori di 4÷5 millimetri quadri l'errore di posizionamento diviene trascurabile, mentre assume notevole importanza per sezioni uguali o minori di un millimetro, corrispondenti a qualche decina di microohm per millimetro di lunghezza.
II) variazioni della temperatura dell'elemento sotto misura dovute a riscaldamento, ne alterano il valore in ragione dello 0,4% per grado centigrado nel caso del rame.
III) una terza causa di errore è la resistenza di contatto che si viene a formare tra i terminali dell'elemento resistivo e i coccodrilli o i morsetti dei fili di POWER, con valori compresi tra 100 μΩ e 10 mΩ, a seconda del diametro dei terminali, del grado di ossidazione di questi e della forma e dimensione dei morsetti. Un contributo che evidentemente non può venir trascurato. Ne discende una norma di misura che impone di posizionare i puntali di SENSE solo sui terminali della resistenza incognita e mai sui morsetti o sugli addutori di POWER.

Sul retro dell'apparecchio può venir installata una presa per permettere l'allacciamento ad un voltmetro esterno da 4 digit e mezzo con fondo scala di 2 V, così da aumentare le prestazioni e spingere, sulla portata più bassa, la risoluzione a 1 μΩ; la lettura va però eseguita come segue. Prima di tutto tenendo conto delle notazioni fatte sopra a proposito delle resistenze di contatto si devono cortocircuitare tra loro gli adduttori di +POWER con —POWER e +SENSE e —SENSE, poi mettere in contatto reciproco i quattro terminali; così facendo si evita di avere, tra i terminali di SENSE, una resistenza di contatto in cui fluisca la corrente di misura.

Il voltmetro esterno darà una indicazione che, pur dovendo essere zero, difficilmente lo sarà. Azzerare quindi, mediante il potenziometro multigiri di offset, il display del voltmetro esterno; nel caso non ci si riuscisse il valore, con segno, va sottratto a quello letto nell'eseguire la normale misura, con l'avvertenza che tale lettura va interpretata nel senso che il fondo scala di 2 V del voltmetro equivale ad un fondo scala di 20 mΩ con risoluzione del microohm. Nello stesso modo occorre trattare le letture su altre portate nel caso di espansione.

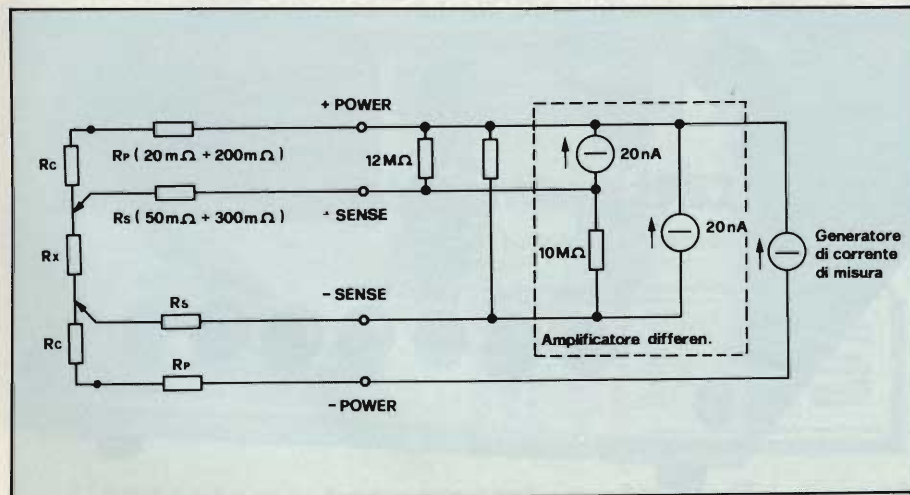



Fig. 1 - Circuito equivalente d'ingresso del milliohmmetro e dei terminali di collegamento.

È importante tener presente che la cifra aggiunta dal voltmetro esterno non è significativa ai fini della precisione, ma permette solo di dire, facendo un confronto tra due resistenze incognite, quale delle due è maggiore, ammesso che il voltmetro interno non riuscisse a risolvere sufficientemente.

Non va scordato altresì di mantenere la corretta polarità degli adduttori di SENSE rispetto a quelli di POWER nel caso di misure a quattro fili e di cortocircuitare le boccole di +SENSE con +POWER e di —SENSE con —POWER nel caso di misura a due fili sulla portata più alta.

La comparsa sul display di EEE indica il fondo scala, ma ciò può essere trascurato qualora si esegua la misura con voltmetro esterno, senza per altro che la misura stessa rimanga affetta da errore. Il segno meno sul display di sinistra sta ad indicare una inversione di polarità dei fili di SENSE rispetto a quelli di POWER, con overflow nel caso si avesse l'indicazione.

— — —

La dinamica del segnale presente sulla prese è notevolmente più ampia di quella strettamente necessaria al funzionamento del voltmetro interno: essa raggiunge quasi i 10 V, ma è bene utilizzarla solo fino a 7 V circa. Ciò consente comunque misure di resistenze sino a 7 kΩ con risoluzione del'ohm mediante voltmetro esterno posto su fondo scala di 20 V.

Funzionamento

Come già indicato nello schema a blocchi il milliohmmetro può essere pensato suddiviso in quattro sezioni principali a cui vanno aggiunte altre due ausiliarie: l'alimentatore e il termostato.

L'integrato IC4 fornisce una tensione di riferimento di 10 V estremamente stabile che serve sia alla regolazione dell'offset dell'amplificatore differenziale sia alla generazione della corrente di misura. Tramite R12 e R13 si ottiene una tensione perfettamente stabilizzata di circa 6,6 V potenziata in corrente da IC5 e TR1 cosicchè in corrispondenza di TP2 si hanno 6,6 V e correnti disponibili di oltre 1 A. Se ora si osserva lo schema di principio di *figura 3* si può comprendere come funziona il generatore di corrente: il terminale non-invertente dell'operazionale è tenuto ad un potenziale costante di circa 5,6 V al quale, per non mandare in saturazione l'uscita dello stesso amplificatore, deve trovarsi anche il terminale invertente. Mediante reazione esercitata tramite il transistore, il punto A si mantiene, se vi è la resistenza incognita Rx che chiude l'anello, a potenziale Vr. In questa condizione attraverso Rc è forzata a passare una corrente (Vc - Vr)/Rc che fluisce pure in Rx. Scegliendo in modo opportuno Rc e aggiustando Vr così che la corrente I assuma, a seconda delle portate, valori di 100 μA, 1 mA, 10 mA, 100 mA e 1 A, ci si ritrova ai capi di Rx una tensione proporzionale alla stessa resistenza incognita.

Fig. 2 - Schema a blocchi dello strumento.

Fig. 3 - Schema di principio del generatore di corrente su cui si basa il milliohmmetro.

Il commutatore S1B seleziona le resistenze in funzione della portata mentre S1A permette la regolazione di Vr scegliendo il trimmer multigiri a seconda del f.s. Oltre, nel paragrafo riguardante la taratura, vedremo come andranno regolati.

È bene che le due resistenze R16 e R17 non vengano sostituite con una singola da 1 Ω (alla quale equivalgono) per garantire il massimo della dissipazione e diminuire ai minimi termini la variazione di resistività, cosa che ovviamente si ottiene meglio con due elementi.

A questo punto entra in gioco l'amplificatore differenziale IC7 sul quale il commutatore S1C agisce stabilendone il guadagno che può essere di 100 o 10 a seconda che la portata selezionata sia rispettivamente di 10 mΩ o una delle altre. In via del tutto teorica sarebbe sufficiente mantenere un guadagno di 10 e generare una corrente di 10 A da iniettare in Rx per la portata da 10 mΩ, ottenendo nuovamente una tensione di 1V a fondo scala, ma si può facilmente intuire come una simile corrente richiede potenze (al trasformatore e in dissipazione) veramente notevoli.

Le resistenze R27 e R28 da 12 MΩ hanno la sola funzione di non lasciare fluttuanti gli ingressi di IC7 quando gli adduttori ai SENSE sono liberi.

Per la messa a punto dell'offset e del CMRR ci sono i trimmer R32, R33 e R34. Del primo termine penso che molti tra coloro che stanno leggendo conoscano il significato; del secondo darà una breve spiegazione: un amplificatore differenziale ideale ha in uscita una tensione che dipende solo dalla differenza tra il potenziale dell'ingresso invertente e quello non-invertente

$$V_o = A_v (V_+ - V_-)$$

dove Av è il guadagno in tensione. Nella realtà Vo dipende anche dall'ampiezza del potenziale: sebbene 15 meno 13 e 3 meno 1 faccia sempre due, un amplificatore differenziale reale si comporta in modo leggermente diverso nei due casi. Per supplire a ciò vedremo oltre come si renda necessaria una taratura sui trimmer R33 e R34.

E finalmente il segnale amplificato raggiunge il voltmetro che è il medesimo di diverse altre realizzazione presentate su queste stessa rivista: si basa infatti sui noti CA 3161 e CA 3162 che vanno alimentati a 5V. Tenendo presente che l'uscita di IC7 ha una dinamica compresa tra 1,5 V e 13,5 V, si comprende perchè l'alimentazione del voltmetro è ricavata dalle uscite da 3V a 8V dell'alimentatore; quest'ultima uscita,

Fig. 4 - Disegno e misure del cappellotto in alluminio che dovrà essere montato forzato sull'integrato IC7.

dovendo fornire anche la corrente di misura I che raggiunge un massimo di 1A, è in grado di erogare 1,15 A: ciò rende ragione dell'utilizzo del μA 7808 KC in contenitore TO 3 come stabilizzatore e dell'aletta di raffreddamento in grado di dissipare almeno 8 W.

Non esistono invece problemi per i + 15V che vanno ai vari amplificatori e al riferimento di tensione.

Su IC10, il famoso μA 723, è basato il termostato. Al piedino 2 (ingresso non-invertente dell'operazionale in esso contenuto) viene presentata una tensione di riferimento variando la quale si modifica la temperatura; all'ingresso 3 (invertente) c'è una tensione dipendente dalla temperatura in quanto la resistenza del termistore è funzione della temperatura. Il transistore TR6, l'elemento riscaldante, è comandato in modo da mantenere V3 uguale a V2, ma per evitargli eccessi di corrente questa è stata limitata a circa 160 mA prendendo R50 da 3,9 Ω. TR6 raggiunge una dissipazione massima di poco più di 2W, potenza che viene integralmente richiesta all'atto dell'accensione quando NTC e il cappellotto di alluminio che copre IC7 sono freddi e V3 è superiore alla tensione di regime.

Potrà forse capitare che la temperatura oscilli leggermente attorno ad un valore medio: per scoprirlo è sufficiente misurare la caduta di tensione ai capi dell'NTC osservando una fluttuazione di qualche millivolt. È ovvio che ciò può venir rilevato solo con multimetro digitale. Per attenuare tale effetto si renderà necessario allora porre una resistenza da 680 kΩ 5% tra i terminali 2 e 6 di IC10. Questo feedback minimizzerà appunto l'eventuale oscillazione.

Noterete che molte delle resistenze sono all'uno per cento, questo perchè in alcuni casi è indispensabile una tale precisione, sia perchè queste hanno una maggiore stabilità in temperatura rispetto alle solite permettendo un mantenimento delle prestazioni su tutta la gamma di temperatura indicata nella scheda tecnica.

Montaggio

L'intero strumento è realizzato su quattro circuiti stampati a faccia singola: il primo porta i tre displays, si trova a cavallo della pulsantiera e si connette permanentemente al circuito principale mediante pin o spezzoni di filo; un secondo stampato molto semplice va sopra la pulsantiera per consentire quelle connessioni non realizzate sullo stampato principale. I piedini superiori non utilizzati della pulsantiera vanno tagliati. Attenzione: il piccolo stampato va montato in modo tale che siano visibili le piste e agevoli le saldature, ma soprattutto con la sigla PE leggibile sulla sinistra quando si guarda l'apparecchio dalla parte frontale.

Sulla più piccola delle basette trova posto il termostato. Dei quattro fori due servono per ancorare lo stampato alle medesime viti di fissaggio dello stabilizzatore di tensione μA 7808 KC; attraverso i rimanenti vanno eseguite le saldature tra i terminali dello stesso stabilizzatore e i piccoli occhielli delle pagliette le cui altre estremità vanno saldate alle piazzuole che nel disegno inerente la disposizione componenti sono indicate con 1-2 e 6-7. Dagli stessi punti partono i fili che vanno ai corrispondenti numeri del connettore posto in alto sulla scheda base. Data l'esiguità della sezione dei fili del flat-cable è bene usare coppie di conduttori per quei collegamenti ove circolino alte correnti, come già tenuto conto nella numerazione, presente sia sullo schema elettrico che sulla disposizione componenti, tra scheda principale e quella del termostato e scheda principale e il transistore TR2, il quale va montato esternamente allo stampato su di un'aletta di raffreddamento o anche sul retro del contenitore metallico dal quale va però tenuto elettricamente isolato con rondelle in plastica e isolatori di mica. Il transistore TR1, data la bassa dissipazione, può venir montato, come previsto, direttamente sullo stampato con una piccola aletta a U.

Ben maggiore deve invece essere l'aletta di IC1 (montato con rondelle in plastica e isolatori di mica) che va forzatamente all'esterno per meglio smaltire il calore.

Le resistenze R16 e R17 del generatore di corrente devono essere necessariamente a filo da 5W per dissipare facilmente potenza senza scaldarsi e alterare il valore, cosa che porterebbe ad un errore nella misura. Per la stessa ragione R18 è anch'essa a filo: nel caso però

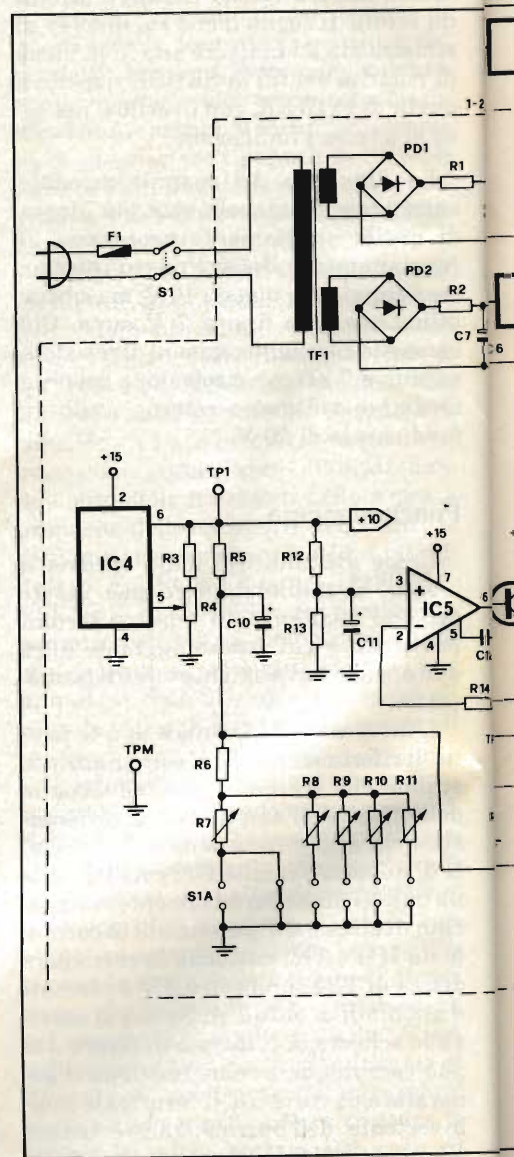



Fig. 5 - Schema elettrico del circuito relati

non la si trovasse da uno o tre W, la si può prendere da 5 W, pur di rompere il rivestimento ceramico che la ricopre per poterla alloggiare nell'esiguo posto che le spetta.

Sul maggiore dei circuiti stampati vanno eseguiti sette ponticelli: due in vicinanza del voltmetro, tre presso l'amplificatore differenziale e due vicino al riferimento di tensione il quale, come tutti gli altri integrati, è bene venga montato su zoccolo. Uno zoccolo adatto sarà per altro difficile da trovare per IC7, ma può essere realizzato con le strisce di pin MOLEX. Sono antresì da collegarsi i due terminali di sinistra dell'interruttore di rete alle piazzuole che si trovano proprio sotto di essi: ai terminali di destra del medesimo interruttore arriva la 220 V dopo essere passata per un fusibile da 100 mA.

Sempre sulla maggiore delle basette sono dislocati 5 test point che verranno particolarmente utili in fase di taratura e che possono essere realizzati direttamente con pin appositi o mediante spezzoni di filo. Nei punti contrassegnati con le lettere dalla A alla H, per coloro che desiderassero evitare di saldare direttamente allo stampato i fili che vanno alle boccole di SENSE e POWER, al potenziometro di offset e alla prese di output, vanno dei connettori maschi faston da stampato da 3,2 mm o in alternativa due pagliette (le stesse usate per il termostato) affacciate l'una all'altra che si adattano benissimo alle prese faston piccole.

Osservando lo schema elettrico si scopre che nei pressi di IC6 vi è un interruttore indicato con S1E che non compare nell'elenco componenti: dovrete infatti realizzarlo da voi se riuscirete, ma prima spieghiamo il perchè esiste. Come già accennato precedentemente l'amplificatore differenziale IC7 è in genere regolato per un guadagno di 10, tranne che per la portata inferiore dove amplifica 100. Tale variazione di guadagno determina uno scompenso nell'offset che deve essere ritoccato quando da una qualsiasi delle portate maggiori si passa a quella più bassa. Siccome nei commutatori della pulsantiera non vi erano più sezioni libere lo si è dovuto creare sfruttando una particolarità meccanica della pulsantiera stessa: la molla a spirale di richiamo dei tasti e la rondella su cui questa appoggia sono elettricamente isolate dal-

al milliohmmetro. In alto a sinistra è visibile la sezione alimentatrice del sistema.

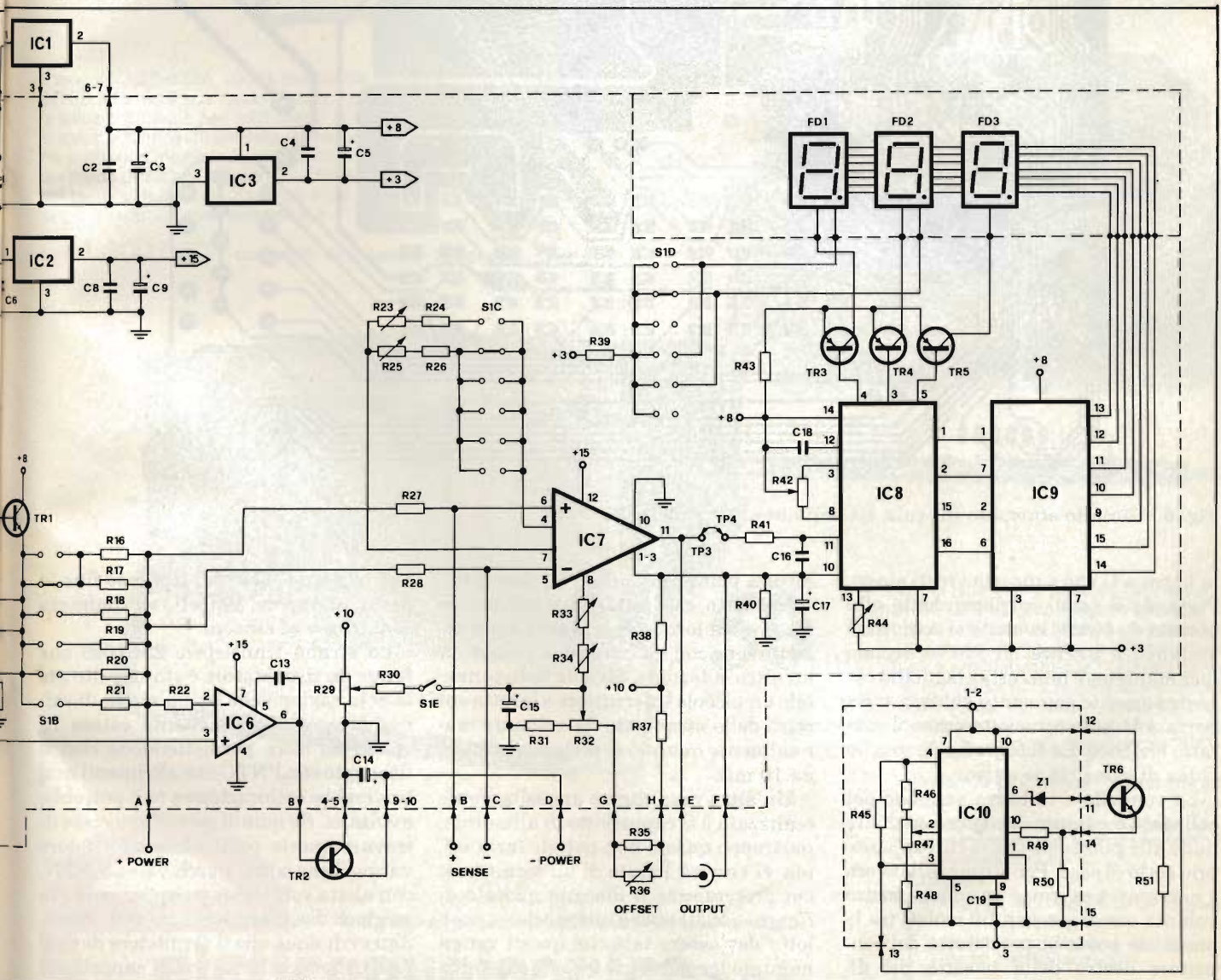
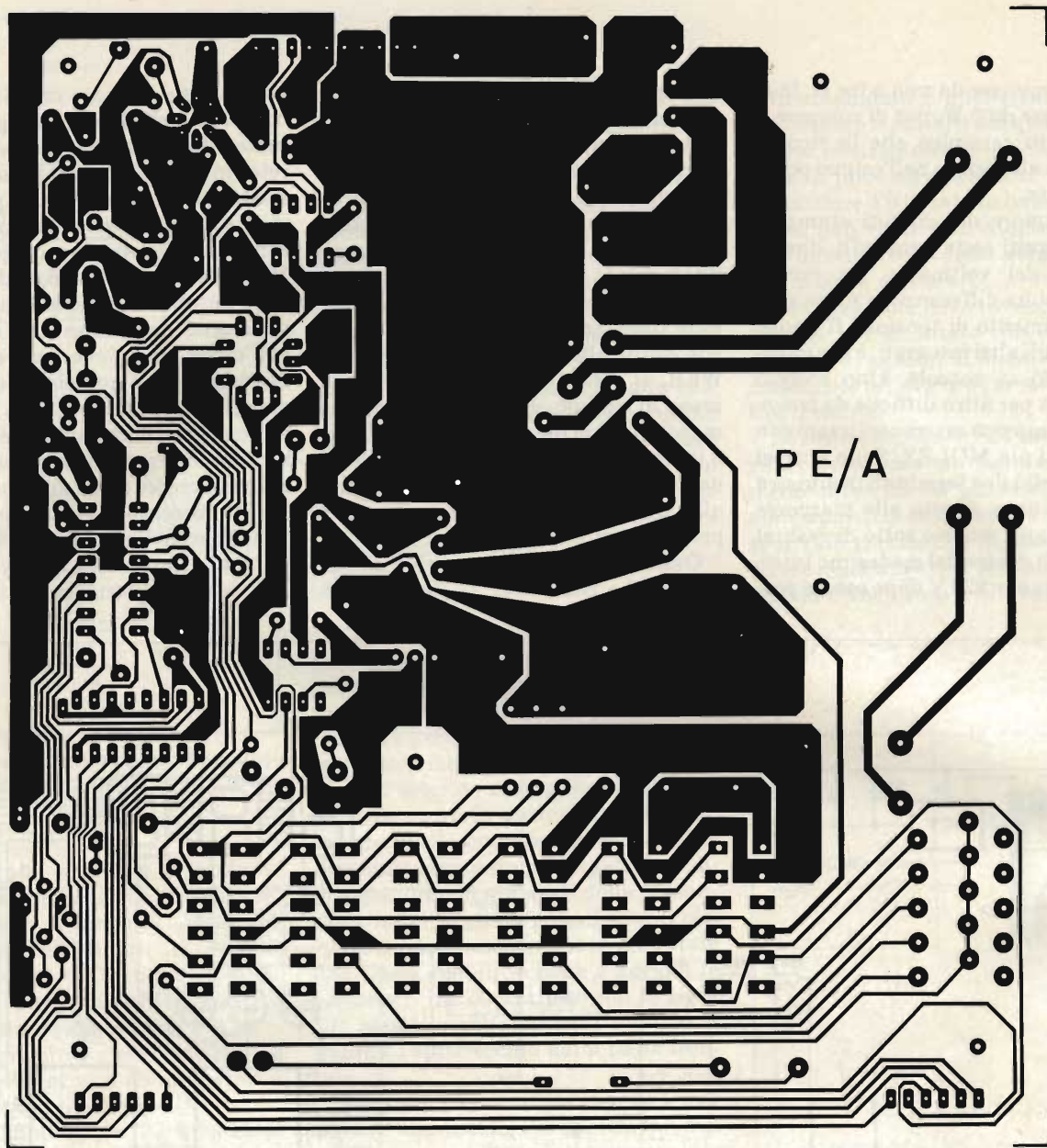



Fig. 6 - Circuito stampato in scala 1:1 della basetta principale.

la barra a U che supporta i tasti stessi. Pigiando il tasto corrispondente alla portata da 10 mΩ la molla si comprime andando a toccare un filo in acciaio (per mantenere una certa elasticità) opportunamente sagomato saldato sulla barra a U: ecco come otteniamo il contatto elettrico. La fotografia dà meglio l'idea di come ciò si ottiene.

La rondella e la barra vengono poi collegate mediante due spezzoni di filo nudo alle piazzuole che si trovano proprio sotto di esse. Per ultimare il lavoro è necessario eseguire un collegamento volante con due sottili fili isolati tra le piazzuole poste in prossimità del connettore destro della basetta dei displays (quelle senza foro) e i cursori dei trimmer multigiri R29 e R32. Non vi è alcuna polarità o ordine da rispettare.

Nel caso che rondella e barra non fossero tra loro isolate (e sarà bene accertarsene con un tester) o si preferisca un'altra soluzione, diviene indispensabile un piccolo interruttore a levetta sul retro dello strumento da azionare manualmente quando si scelga la portata da 10 mΩ.

Un'altra cosa che va appositamente realizzata è il cappellotto in alluminio; purtroppo questo non potrete farlo voi, ma vi servirà l'aiuto di un tornitore a cui presenterete il disegno quotato di *figura 4*. Il diametro interno del cappellotto dev'essere tale che questi venga montato leggermente forzato sul contenitore dell'amplificatore differenziale in modo da assicurare una buona conducibilità termica; per lo stesso fine la parte interna del cappello va spalmata con grasso ai siliconi.

Lo strano transistore 2SC1096 che funge da riscaldatore è stato scelto per la sola ragione che ha un'aletta di raffreddamento notevolmente estesa rispetto ad altri, permettendone così il fissaggio con l'NTC che altrimenti non troverebbe collocazione e non potrebbe avvitarsi. Se quindi non vi riuscisse di trovare questo particolare transistore vanno bene altri, purchè siano NPN, con aletta sufficientemente grande e in grado di dissipare almeno 3,5 W. Ricordatevi dunque che il termistore dev'essere bene a contatto con il cappellotto in alluminio.

I cinque fili che partono dal riscalda-

la nuova linea di oscilloscopi da 2 a 8 tracce

LEADER ELECTRONICS

La nuova linea di oscilloscopi **Leader Electronics** comprende numerosi modelli da 2 e 4 canali d'ingresso, visualizzazione fino a 8 tracce, base dei tempi singola o doppia, con o senza linea di ritardo, alimentazione dalla rete o mediante batterie ricaricabili. Tra i più significativi ricordiamo i modelli a 10, 35 e 50 MHz.

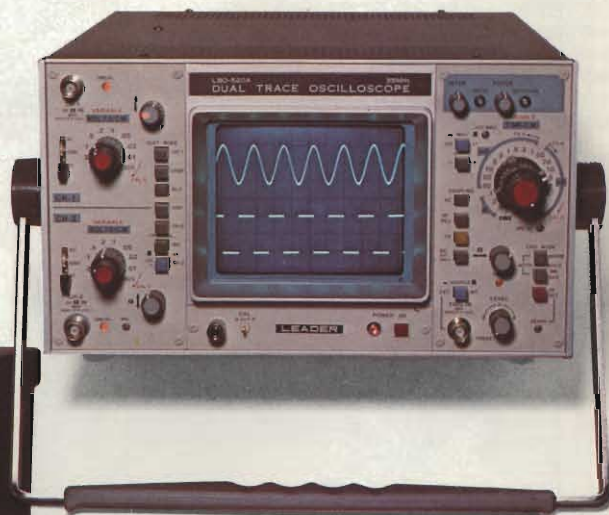
10 MHz

Il modello **LBO-514** ha banda passante **DC-10 MHz,** prezzo decisamente molto contenuto e prestazioni interessanti: 2 canali □ sensibilità **1mV/cm** □ schermo 8x10 cm □ base dei tempi variabile da 100 ns/cm a 0,2 sec/cm □ è leggero e compatto e particolarmente adatto per il service.

Lire 650.000* completo di 2 sonde - consegna pronta

35 MHz

Il modello **LBO-520A,** con la sua banda passante DC-35 MHz ed il suo basso prezzo, rappresenta la soluzione ideale per tutti coloro che operano in questa gamma intermedia di frequenza. Ha 2 canali d'ingresso □ sensibilità 5mV/div □ **linea di ritardo** di 120 ns all'ingresso dei due canali □ base dei tempi variabile da 20 ns/cm a 0,5 sec/cm □ sincronismo TV automatico □ single sweep □ funzionamento x-y

Lire 1.300.000* completo di 2 sonde - consegna pronta

50 MHz

Le caratteristiche più significative del nuovo modello **LBO-517** sono: banda passante **DC-50 MHz** □ **4 canali** d'ingresso con possibilità di visualizzare sul display, in alternate sweep, **8 tracce** simultaneamente □ elevata sensibilità 5 mV/cm su tutta la gamma e 1 mV/cm fino a 10 MHz □ doppia base dei tempi □ trace separation □ trigger hold-off □ trigger-view □ nuovo schermo dome-mesh ad alta linearità con **20KV EHT.**

completo di 2 sonde - consegna pronta

*Gennaio 82 - Pag. alla consegna, IVA esclusa, 1 Yen = Lire 5,10 ± 2%

ADW studio

una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettronucleonica s.p.a.

MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via C. Magni, 71 - tel. (06) 51.39.455

elettronucleonica S.p.A.

Desidero

□ maggiori informazioni su gli Oscilloscopi Leader Electronics modello ________

□ avere una dimostrazione degli Oscilloscopi Leader Electronics modello ________

Nome e Cognome ________

Ditta o Ente ________

Indirizzo ________

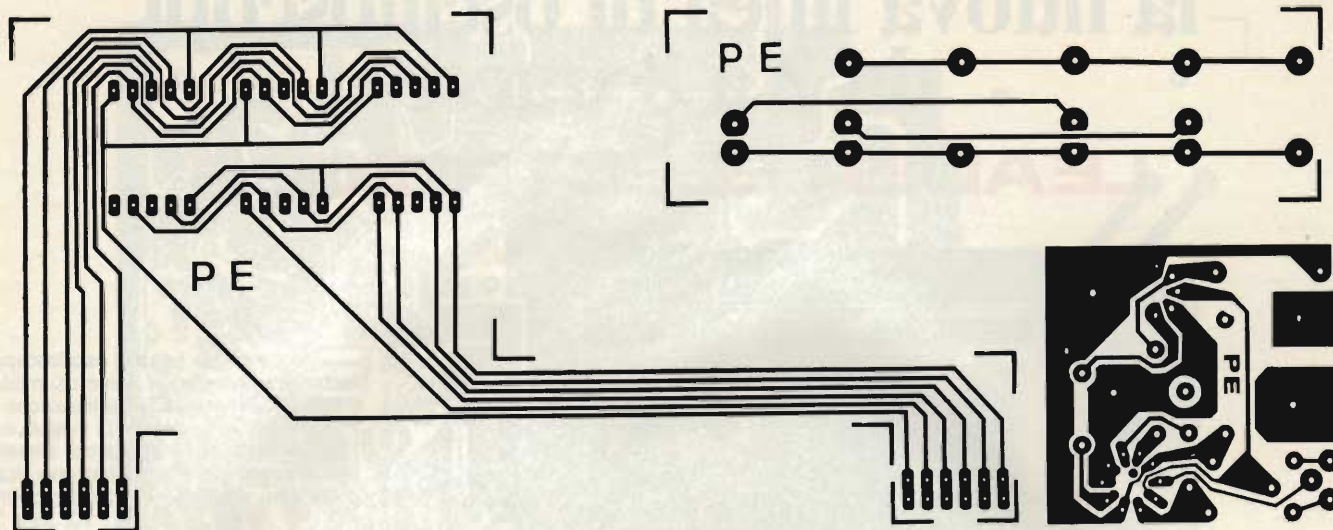



Fig. 7 - In questa figura sono riportate in scala 1:1 la traccia rame dei 3 circuiti stampati accessori. A sinistra quello relativo ai display, sopra quello necessario alla pulsantiera ed in basso a destra quello riguardante il termostato.

ELENCO COMPONENTI

Resistenze

R1	= 0,68 Ω 2 W 5%
R2	= 12 Ω 1/2 W 5%
R3	= 6.040 Ω 1%
R4	= 5 kΩ trim. 10 g.
R5	= 2370 Ω 1%
R6	= 3.010 Ω 1%
R7	= 500 Ω trim. 10 g.
R8	= 200 Ω trim. 10 g.
R9	= 200 Ω trim. 10 g.
R10	= 200 Ω trim. 10 g.
R11	= 200 Ω trim. 10 g.
R12	= 2.000 Ω 1%
R13	= 4.020 Ω 1%
R14	= 1.330 Ω 1%
R15	= 2.200 Ω 5%
R16	= 1,8 Ω 5W a filo
R17	= 2,2 Ω 5W a filo
R18	= 10 Ω 1W a filo
R19	= 100 Ω 1%
R20	= 1.000 Ω 1%
R21	= 10.000 Ω 1%
R22	= 1.330 Ω 1%
R23	= 100 Ω trim. 10 g.
R24	= 475 Ω 1%
R25	= 200 Ω trim. 10 g.
R26	= 5.490 Ω 1%
R27	= 12 MΩ 5%
R28	= 12 MΩ 5%
R29	= 100 kΩ trim. 10 g.
R30	= 499 kΩ 1%
R31	= 2490 Ω 1%
R32	= 500 Ω trim. 10 g.
R33	= 200 Ω trim. 10 g.
R34	= 5 kΩ trim. 10 g.
R35	= 39 Ω 5%
R36	= 100 Ω pot. 10 g.
R37	= 6.040 Ω 1%
R38	= 4.990 Ω 1%
R39	= 48 Ω 5%
R40	= 2.000 Ω 1%
R41	= 1 MΩ 5%
R42	= 50 kΩ trim. 10 g.
R43	= 47 Ω 5%
R44	= 10 kΩ trim. 10 g.
R45	= 3,3 kΩ 5%
R46	= 4,7 kΩ 5%
R47	= 2,2 kΩ trim. 1 g.
R48	= 2,7 kΩ 5%
R49	= 470 Ω 5%
R50	= 3,9 Ω 1/2 W 5%
R51	= 5 kΩ ÷ 10 kΩ NTC a vite

Condensatori:

C1	= 4.700 μF 35V assiale
C2	= 100 nF disco
C3	= 22 μF 16V tant.
C4	= 100 nF disco
C5	= 33 μF 16 V tant.
C6	= 100 nF disco
C7	= 1.000 μF 50 V verticale
C8	= 100 nF disco
C9	= 10 μF 25 V tant.
C10	= 22 μF 16 V tant.
C11	= 22 μF 16 V tant.
C12	= 47 nF disco
C13	= 47 μF disco
C14	= 0,47 μF 25 V tant.
C15	= 22 μF 16 V tant.
C16	= 100 nF poliestere
C17	= 22 μF 16 V tant.
C18	= 100 nF poliestere
C19	= 1 nF disco

Semiconduttori - Varie

IC1	= μA 7808 KC
IC2	= μA 7815
IC3	= μA 7905
IC4	= REF 01 HJ (PMI)
IC5	= LM 725
IC6	= LM 725
IC7	= LM 0036 CG
IC8	= CA 3162
IC9	= CA 3161
IC10	= LM 723 CH
TR1	= BD 241
TR2	= BD 242
TR3	= BC 307
TR4	= BC 307
TR5	= BC 307
TR6	= 2SC 1096
FD1	= FND 500
FD2	= FND 500
FD3	= FND 500
PD1	= ponte diodi 3A 50V
PD2	= ponte diodi 1A 50V
S1	= pulsantiera a 6 pulsanti a 4 istruzioni + interrut.
TF1	= 220 V/19 V 50 mA - 13 V 1,6 A
F1	= 100 mA
Z1	= 5,1 V 1/2 W

tore e dal termistore vanno al circuito stampato del termostato su cui possono essere o saldati o connessi mediante connettore DIN a 5 poli e 180° (i soliti presenti sugli amplificatori, registratori ecc.), pur di saldare sullo stampato cinque pin da 1,2 mm di diametro.

Taratura

Per la taratura del milliohmmetro è indispensabile un multimetro digitale da 4 cifre e mezzo. Il primo passo è la taratura di T1, trimmer posto sullo stampato piccolo e regolante la temperatura termostatata che necessita per uno stabile e corretto funzionamento dell'amplificatore differenziale IC7.

La temperatura del cappellotto in alluminio che ricopre l'IC7 deve aggirarsi sui 45 °C e può essere aumentata (diminuita) ruotando T1 in senso antiorario (orario). Il tempo di assestamento della temperatura, sia subito dopo l'accensione che in eventuale fase di taratura, è relativamente lungo e va dai 200÷250 secondi del primo caso ai 30÷40 secondi del secondo.

Successivamente si passa alla taratura, controllando sul test point TP1, della tensione campione di 10 V mediante il trimmer contrassegnato, nel disegno indicante la disposizione dei trimmer di regolazione, con T2. La tensione va aggiustata a 10,000V rispetto a massa, il cui test point è indicato nel disegno sopra detto con TPM.

La numerazione progressiva dei trimmer corrisponde a quella necessaria per eseguire la sequenza di taratura, mentre le indicazioni numeriche a fianco specificano il valore che la variabile (corrente, tensione o altre) deve assumere agendo su di esso e la portata

(se indicata) su cui va predisposto il milliohmmetro.

Si prosegue cortocircuitando tra loro le boccole di +POWER e +SENSE, così pure quelle di —POWER e —SENSE, inserendo successivamente, tra +POWER e — POWER, i puntali del multimetro predisposto sulla portata di 2A, e il milliohmmetro sulla scala di 10 mΩ o 100 mΩ. La corrente va regolata a 1,0000 A tramite T3, come da indicazione. Si passa quindi alla scala da 1000 mΩ per la taratura della corrente da 100 mA e via via sino all'ultima da 100 μA.

Per tale serie di taratura le resistenze di contatto tra i vari terminali di SENSE e POWER non hanno alcuna influenza.

Sulle portate più basse (10 mΩ, 100 mΩ e 1000 mΩ) la taratura può durare qualche minuto, così da dar modo ai componenti in cui scorrono correnti relativamente elevate di assestarsi termicamente.

L'intera sequenza di messa a punto delle correnti va ripetuta una seconda volta per accertarne l'accuratezza.

La regolazione dell'offset e della reiezione in modo comune (o CMRR) della tensione d'ingresso dell'amplificatore differenziale non è altrettanto semplice e soprattutto veloce. La preparazione consiste nel cortocircuitare le boccole di +SENSE e —SENSE e porre tra +POWER e —POWER una resistenza di 330÷470 Ω selezionando la portata di 100 Ω. La manopola di offset e il trimmer T9 vanno a metà circa del numero di giri: il multimetro allacciato alla presa di output e posto sul f.s. di 200 mV (2V se il f.s. precedente dovesse essere superato) darà un'indicazione che deve essere la stessa sia che i terminali di SENSE vengano collegati a

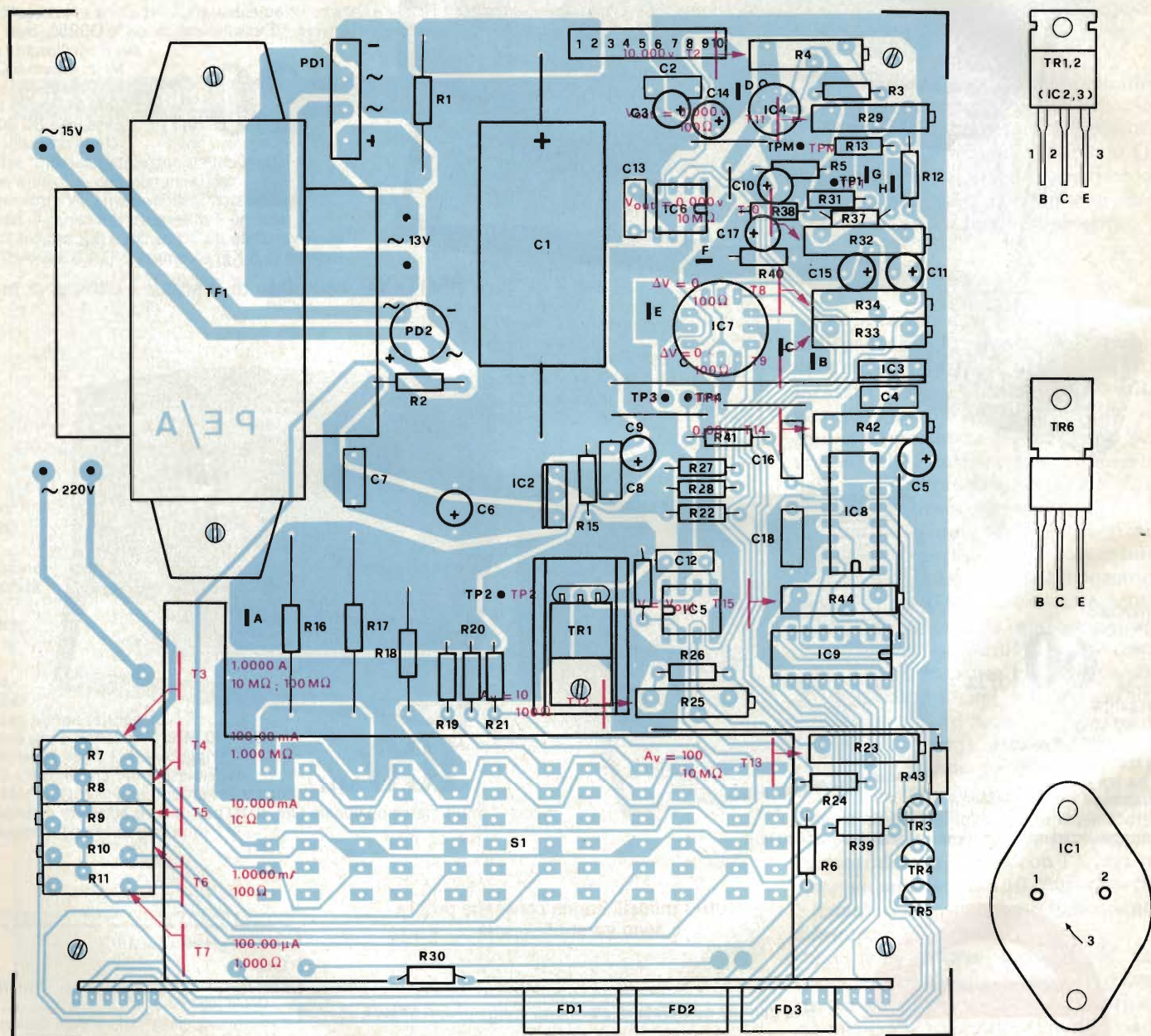



Fig. 8 - Disposizione dei componenti sulla basetta principale comprendente anche l'alimentazione. Sulla destra sono visibili la zoccolatura dei circuiti integrati IC1 - IC2 e del transistore TR6

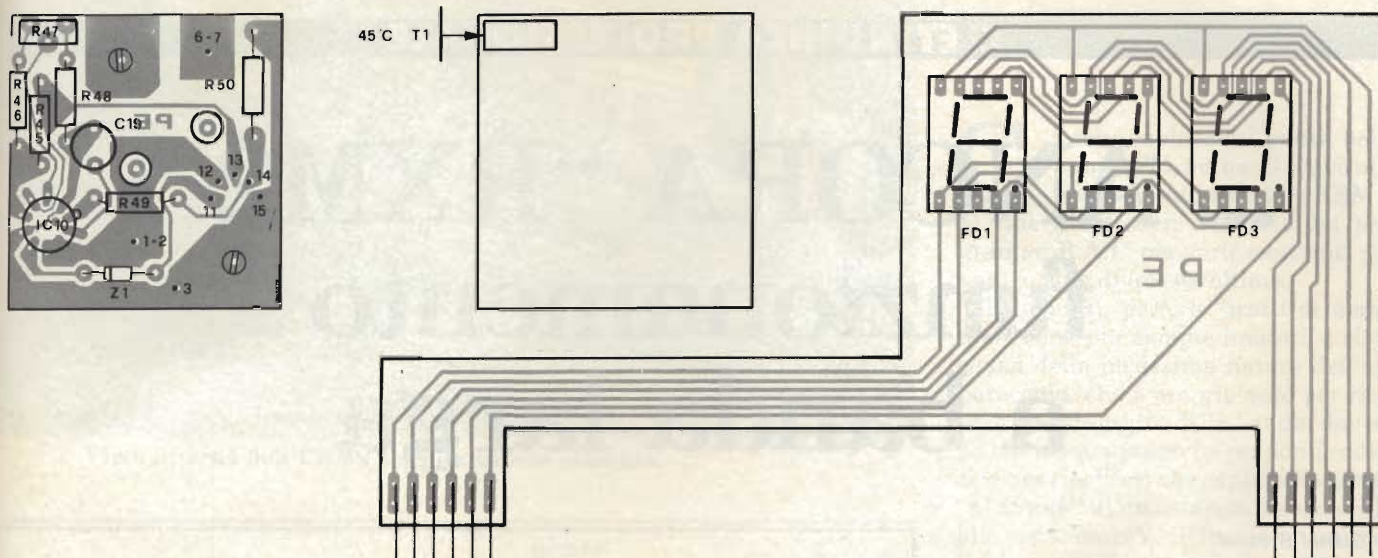



Fig. 9 - Disposizione dei componenti sulla basettina relativa al termostato e sistemazione dei tre display visualizzatori.

+POWER che a —POWER; se così non fosse agire su T8 come segue: collegare le boccole di SENSE (già collegate tra loro) a +POWER e prendere nota del valore letto sul multimetro; spostare il collegamento sulla boccola di —POWER rileggendo l'indicatore del multimetro: se questo valore è superiore al precedente ruotare il trimmer T8 in senso orario, in senso opposto in caso contrario. La regolazione fine va fatta con T9. La sequenza di taratura per approssimazioni successive va probabilmente ripetuta varie volte prima di raggiungere il risultato richiesto. A questo punto T10 permette di azzerare il display. Occorre verificare però che spostando il collegamento da +POWER a —POWER il multimetro rimanga ancora azzerato, altrimenti si rende necessario ripetere la procedura indicata sopra. Una regolazione fine dell'offset si ha col potenziometro multigiri.

Lasciare ancora cortocircuitate le boccole di POWER e di SENSE e collegare quindi quest'ultime alla boccola di +POWER; premuto il tasto corrispondente alla portata di 10 mΩ regolare T11 finchè Voutput non risulti nulla.

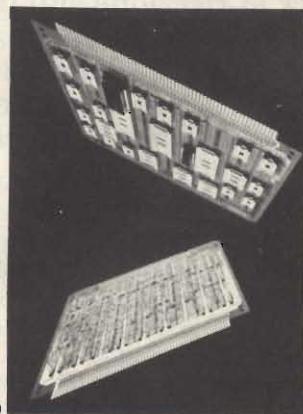
Questa regolazione è influenzata da quella precedente su T10: è indispensabile quindi, nel caso si dovesse procedere nuovamente su T10, che si ritari anche T11.

Per la messa a punto del guadagno in tensione Av dell'amplificatore differenziale si selezioni la portata da 100 Ω con la resistenza da 330÷470 Ω inserita tra le boccole di POWER collegando +SENSE con +POWER e —SENSE con —POWER. Posto il multimetro sul f.s. di 200 mV si misuri la tensione fra le boccole di SENSE prendendone nota. Ammesso che non vi sia alcuna tensione di offset all'uscita in base alla precedente taratura, il valore della tensione alla stessa uscita deve essere reso esattamente 10 volte maggiore, regolando T12, di quella rilevata tra le boccole di SENSE.

T13 va regolato nello stesso identico modo, sostituendo però la resistenza da 330÷470 Ω con un filo di 50÷60 mΩ (semmai foste in dubbio sul valore misuratelo sulla portata da 100 mΩ che è già stata tarata); porre il milliohmmetro sulla portata di 10 mΩ e misurare la tensione tra le boccole di SENSE. Il suo valore, molto basso, è compreso tra 50 e 60 mV. La stessa indicazione la si deve ritrovare, questa volta moltiplicata per 100, all'uscita output. Sarebbe buona norma però, prima di eseguire questa taratura su T12, cortocircuitare tra loro le boccole di +SENSE, —SENSE e +POWER accertandosi che Voutput sia nulla; in caso contrario agire sul potenziometro di offset per ottenere l'azzeramento.

Aprire il collegamento tra TP3 e TP4 e collegare TP4 con la paglietta o faston F; ruotando T14 si deve fare in modo di azzerare il display del milliohmmetro. Ricostituire il collegamento tra TP3 e TP4. Predisponendo lo strumento sulla portata di 100 Ω (o di 1000 Ω) e collegando tra loro le boccole di +SENSE con +POWER e di —SENSE con —POWER, inserire tra le boccole di POWER una resistenza prossima al valore di fondo scala impostato. Con T15 si aggiusta l'indicazione del display del milliohmmetro al medesimo valore del multimetro allacciato alla presa di output e predisposto sul f.s di 2V.

Un'avvertenza che è doveroso fare è di proteggere dalla polvere i commutatori della pulsantiera e mantenere puliti i contatti con spray disossidante per non correre il rischio di misure errate; inoltre, revisioni periodiche garantiscono una certa permanenza delle prestazioni.

E con ciò spero di avere detto tutto.

... ANCORA "RXM2": funzionamento a banda larga

di Gianni Brazioli

Come abbiamo detto in precedenza, il sintonizzatore professionale "RXM2", essendo stato concepito per l'applicazione nei ponti radio ha sensibilità elevatissima, reiezione ai segnali indesiderati portata al massimo, e tutto quel complesso di doti che, appunto, differenziano un apparecchio previsto per operare in un sistema di telecomunicazioni da un comune tuner "casalingo". In cambio, però, così com'è presentato, lavora con una gamma di ricezione piuttosto limitata, coperta tramite il controllo "sintonia fine". Può essere interessante trasformarlo per la ricezione sull'intera banda FM, o almeno per la banda 88 ÷ 104 MHz (E.B.U.), per cui indichiamo qui di seguito la procedura da seguire.

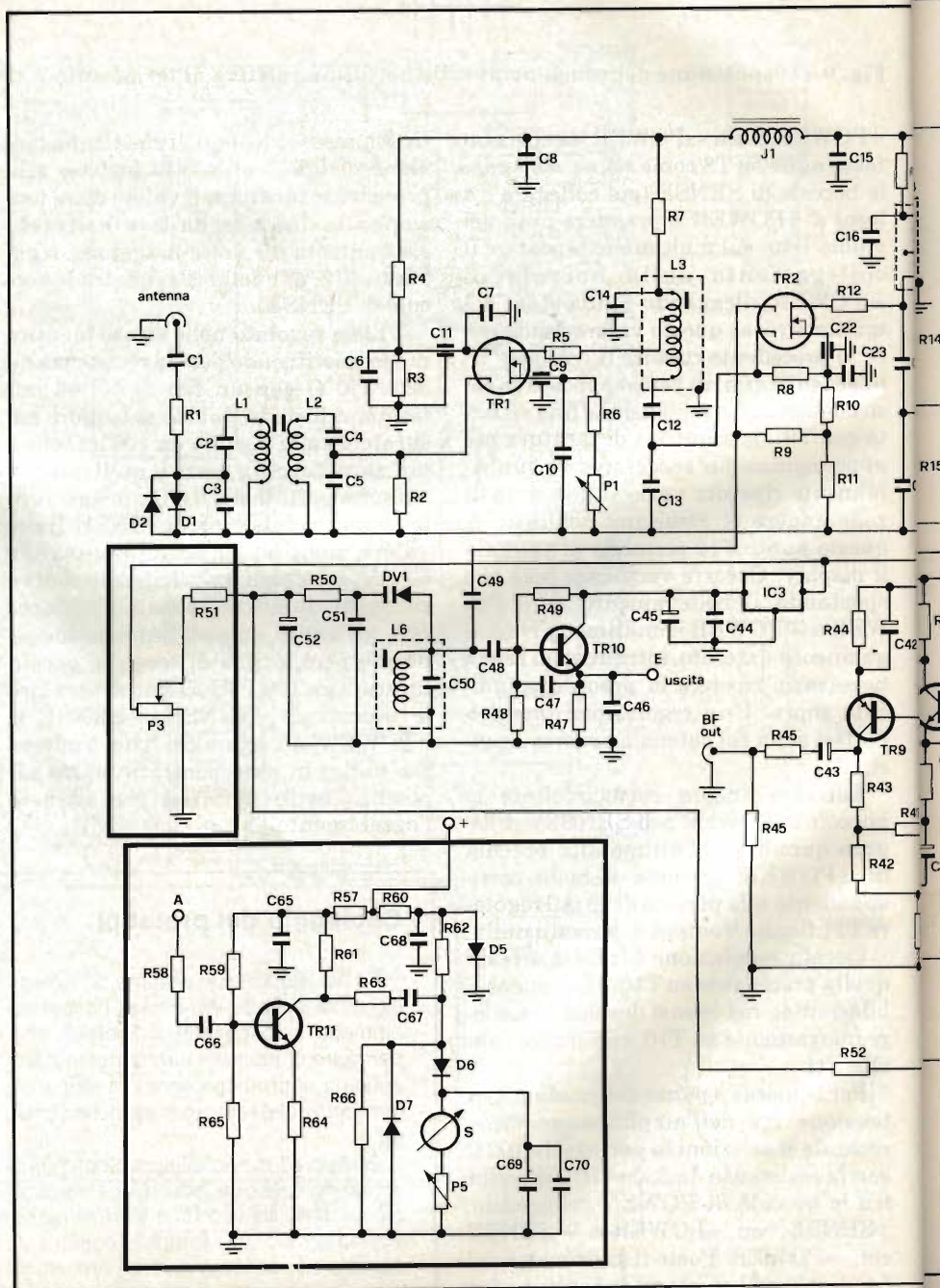
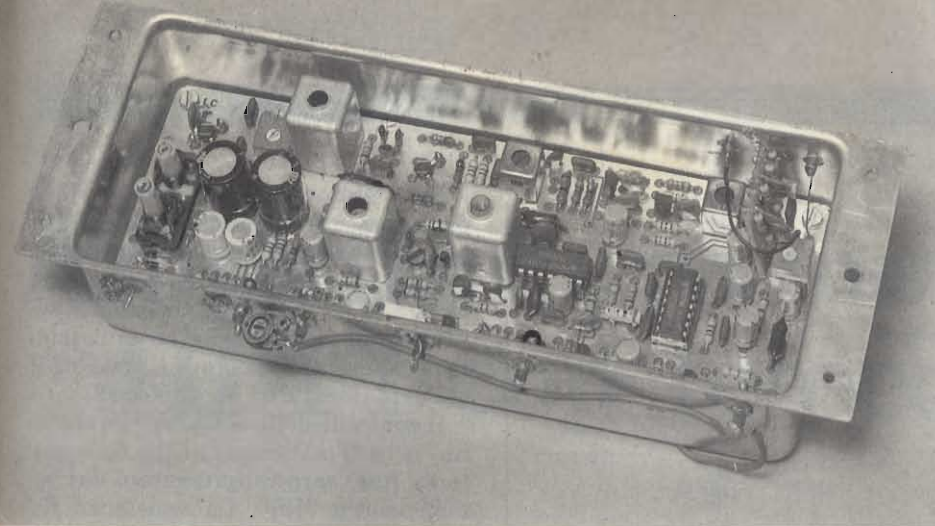
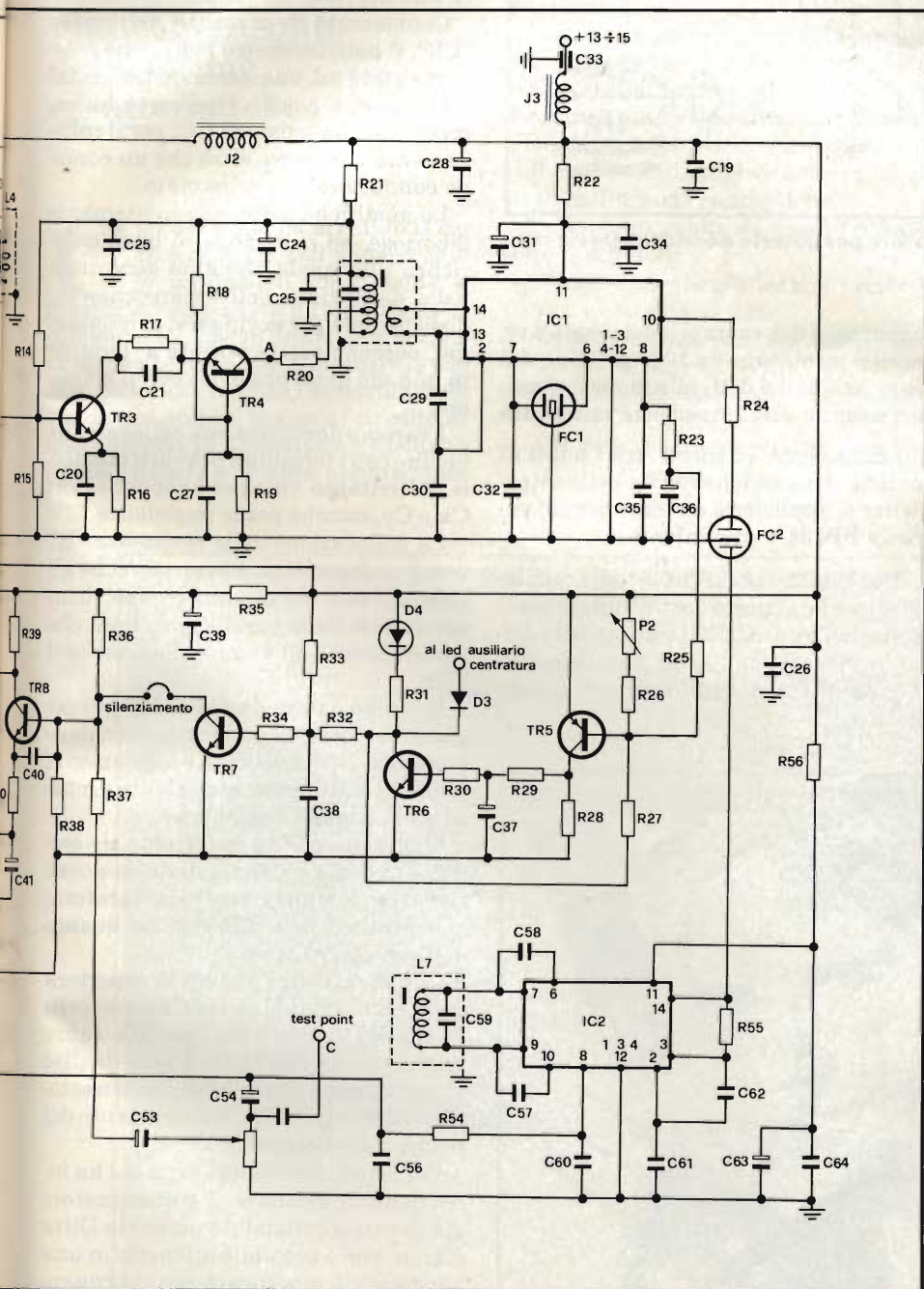



Fig. 1 - Schema elettrico del sintonizzatore professionale FM, la cui descrizione è a

Vista interna dell'RXM2 a realizzazione ultimata.

ta presentata sui numeri 1/3 del 1982 di questa stessa rivista.

Ci sono moltissimi punti, nella banda FM, nei quali si può allineare il sintonizzatore RXM 2, al fine di ottenere l'ascolto dei programmi R.A.I., più varie emittenti private, o solo di queste ultime.

Tali punti, però, o "tratti di sintonia", sono pur sempre limitati, e ciò a causa della medesima natura dell'apparecchio, che è proprio *nato* per ricevere un solo tratto della banda, dovendo teoricamente servire per ponti radio, cioè per ripetitori che captano i segnali "al di qua" di un ostacolo insormontabile per le onde VHF (poniamo una catena montagnosa) e li ritrasmettano "al di la" del medesimo, o che compiono funzioni analoghe, con una eventuale conversione e riconversione della frequenza dei segnali (sistemi "transponder").

Come abbiamo detto nella precedente descrizione, tramite l'impiego della sintonia fine, è già possibile esplorare un buon numero di canali nella banda FM, quindi captare quelle stazioni "locali" o "private" che giungano deboli, interferite, e che invece interessano.

Molti lettori ci hanno però fatto notare che questo tipo di lavoro è limitativo, per un apparecchio tanto valido, e che sarebbe stato meglio se il sintonizzatore fosse stato previsto per ricevere l'intera banda E.B.U. (European Broadcasting Union) che è compresa tra 88 e 104 MHz, o la banda FM internazionale, che va da 88 a 108 MHz.

Poichè è sempre professionalmente poco corretto rielaborare una realizzazione altrui, e poichè i migliori risultati sono senz'altro più facili da conseguire, se è proprio il medesimo progettista che si occupa delle modifiche, ci siano rivolti all'Akron di Bologna, sottoponendo all'ufficio studi della Ditta il desiderio dei lettori relativo all'allargamento della banda ricevuta.

L'Akron ci ha risposto che la cosa è fattibilissima, e basta un certo numero di modifiche ed aggiunte, che chiunque può effettuare.

In pratica, si tratta (*figura 2*) di rielaborare gli accordi d'ingresso; l'accordo di uscita del TR1 (L3), ed infine l'accordo dell'oscillatore locale, L6.

Per l'ingresso, si distaccheranno i condensatori C2 e C3, in parallelo alla L1, e si provvederà alla loro sostituzione con un doppio Varicap BB104. La medesima sostituzione si effettuerà per i condensatori C4 e C5, originariamente in parallelo alla L2. Per il miglior

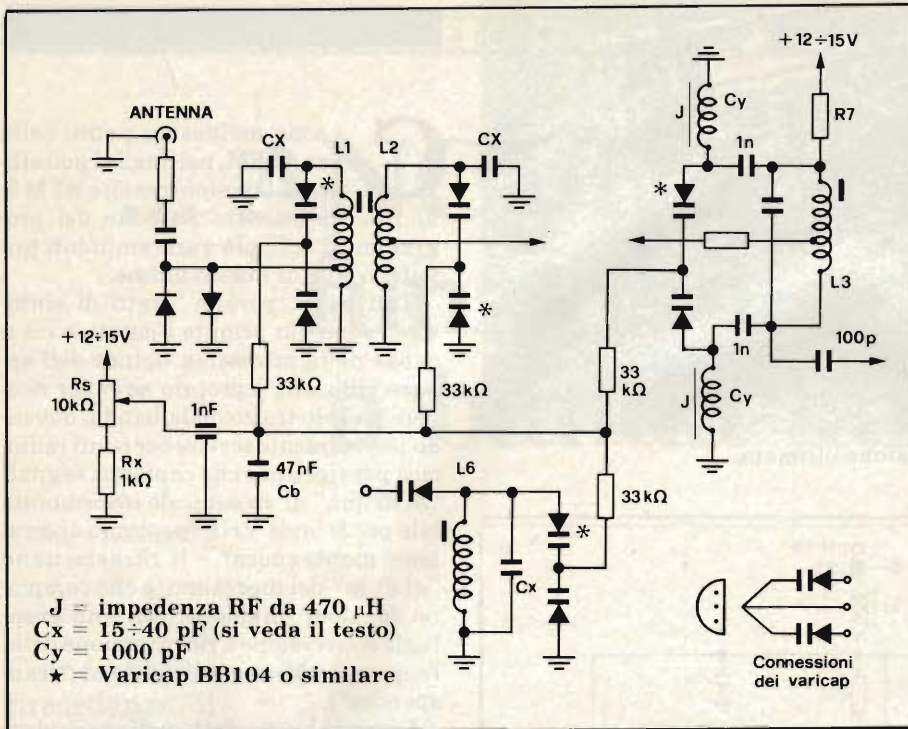



Fig. 2 - Modifica da apportare al sintonizzatore per poterlo adattare alla ricezione dell'intera banda FM 88 ÷ 104 MHz.

"centraggio" della gamma, si aggiungeranno i condensatori "Cx" che possono avere dei valori compresi da 15 a 40 pF, a seconda che interessi estendere verso l'alto o verso il basso la ricezione.

L'elaborazione dell'accordo d'uscita del TR1 è un poco più complessa. Prima di tutto si deve togliere il C16 originale, poi, sempre come si vede nella figura 2, in parallelo alla L3 si aggiungerà un "Cx" dal valore che ricada tra quelli anzidetti.

I terminali della bobina saranno distaccati dalle piste dello stampato, e connessi a due comuni condensatori ceramici miniatura da 1000 pF (Cy); dai capi esterni dei detti alla massa, si connetteranno due impedenze miniatura (J) da 470 μH, ed infine, tra i punti di unione dei condensatori e delle impedenze si applicherà un terzo doppio varicap BB104 o equivalente.

Per quanto riguarda lo stadio oscillatore locale, al posto del C50 originale si collegherà un "Cx" (si veda quanto detto in precedenza), ed in parallelo alla L6, ed al Cx si applicherà un quarto BB104.

Per la sintonia, ovviamente i varicap devono essere adeguatamente polarizzati, e ciò è semplicemente ottenuto con resistenze da 33.000 Ω (1/4 di W oppure da 1/8 di W). Le quattro resistenze saranno raggruppate verso un unico punto di bipass a massa, ove è presente il condensatore "Cb" da 47.000 pF.

Il controllo della sintonia "grossolana" (è bene mantenere quello della sintonia fine) sarà rappresentato dal potenziometro "RS". La resistenza Rx può avere un valore compreso tra 680 Ω e 1200 Ω. Normalmente se ne impiegherà una da 1.000 Ω.

Considerata la presenza del bipass "Cb", il potenziometro può anche essere montato ad una certa distanza dal complesso, e poichè è percorso unicamente da una tensione CC, per il collegamento non serve altro che un comune conduttore non schermato.

Le modifiche dette, apparentemente laboriose, se si dispone di quell'esperienza alla quale abbiamo accennato nella descrizione dell'apparecchio, indispensabile per accingersi al montaggio, possono essere portate a termine in non più di un'ora di lavoro al massimo.

I varicap devono essere collegati alle bobine con i terminali più corti possibile. Altrettanto vale per i condensatori Cx e Cy, nonchè per le impedenze "J".

La collocazione delle resistenze "R" non è molto critica; è bene però che gli elementi non siano posti troppo vicini per evitare delle possibili reazioni che porterebbero all'autooscillazione del TR1.

Il condensatore da 1nF (1000 pF) posto sulla linea di polarizzazione, deve essere del tipo passante, e logicamente avrà l'armatura esterna saldata a massa sulla scatola-contenitore.

Una volta che l'apparecchio sia modificato come abbiamo detto, si dovrà rivedere completamente la taratura, che peraltro non differirà da quanto detto in precedenza.

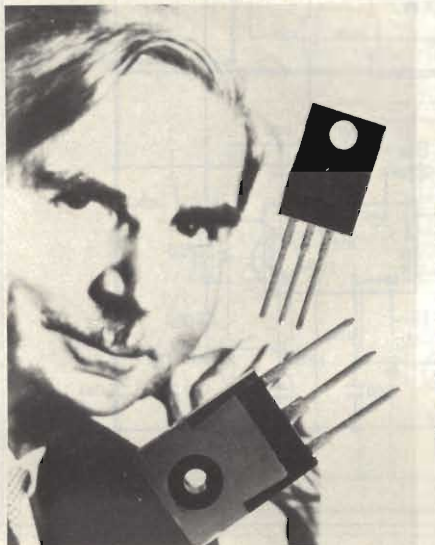
Con la modifica si avrà la copertura della banda E.B.U., e se i Cx sono scelti di piccolo valore, sarà possibile salire anche verso i 108 MHz. È però da dire che più piccoli sono questi condensatori, più critico diviene l'allineamento dei nuclei delle bobine.

Per finire, rammentiamo a chi ha intenzione di ordinare il sintonizzatore già pronto e collaudato presso la Ditta Akron, che è possibile ottenerlo in una versione già modificata secondo quanto detto, con un piccolo sovrapprezzo.

Diodi Schottky con 0,55 V di tensione diretta

La Siemens ha ampliato la gamma dei suoi diodi Schottky con tre modelli, BYS 28 da 25 A, BYS 24 da 8 A e BYS 21 da 1 A, tutti caratterizzati da una tensione inversa di cresta di 45 V.

I tipi BYS 24 e 28 sono diodi doppi incapsulati in contenitori plastici TO-220 e TOP-3, con uscite radiali. La Siemens propone anche una configurazione inedita, che permette di saldare i diodi Schottky automaticamente sulle schede dei circuiti stampati. Il BYS 21 invece è un diodo semplice a connessione assiali.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Amplificatore mono-stereo HI-FI con telecomando

di G. Contardi - Parte I

Un circuito piuttosto insolito dalle ottime caratteristiche.

Come si nota, osservando le caratteristiche dell'apparecchio le prestazioni sono buone, e contrariamente a tutti gli amplificatori commerciali, questo presenta una uscita mono che permette di ottenere la diffusione sonora in tutto l'appartamento con la possibilità, grazie al circuito di telecomando, di alimentare a distanza l'amplificatore e le altre apparecchiature HI-FI fino al massimo di 2000 VA di potenza.

Tutti i circuiti audio sono stati realizzati utilizzando dei circuiti integrati. Nel preamplificatore, gli LM 387 della National; nei circuiti finali di potenza i TDA 2020 della SGS.

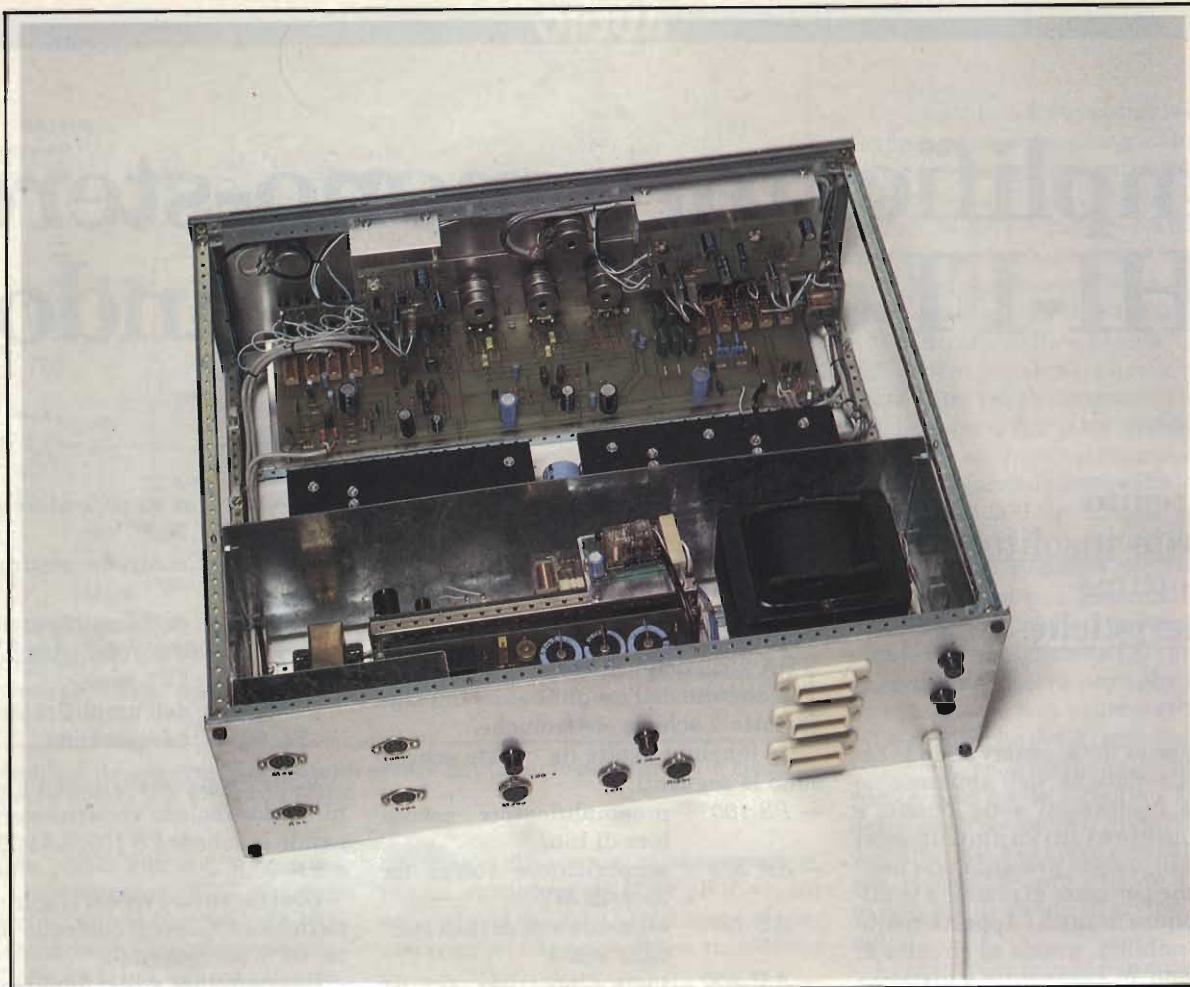
Il circuito dell'amplificatore impiega in tutto 7 schede elettroniche.

Le funzioni svolte da queste schede sono le seguenti:

- *PS 100* preamplificatore correttore di toni
- *SA 200* amplificatore stereo da 20 + 20 W
- *AL 300* alimentatore di tutti i circuiti audio
- *AM 400* sommatore del segnale stereo e amplificatore mono da 20 W
- *CN 500* controllo elettronico dei "V" meter dell'amplificatore stereo
- *1/2 CN 500* controllo elettronico del "V" meter dell'amplificatore mono
- *TL 600* telecomando

Volendo si può realizzare questo amplificatore solo in versione stereo utilizzando le schede PS 100, SA 200, AL 300 e CN 500.

Così facendo avremo eliminato l'amplificatore mono, il controllo del V meter ed il telecomando.

Passiamo ora ad esaminare il funzionamento delle schede.

L'alimentatore

Il circuito elettrico dell'alimentatore, scheda AL 300, lo si può trovare in *figura 1.*

La tensione erogata dall'alimentatore è di 28 V con 3 A di corrente.

La stabilizzazione della tensione è affidata all'integrato IC 301 (μA 78G). Abbiamo utilizzato questo integrato in quanto permette di realizzare degli ottimi alimentatori stabilizzati regolabili, con l'impiego di pochissimi componenti esterni.

La tensione alternata, ridotta a 35 V, è applicata su un ponte raddrizzatore, PD 301, da 4 A 400 V.

La tensione raddrizzata viene poi filtrata da tre condensatori elettrolitici, C 301, C 302 e C 303, in parallelo fra loro.

Abbimo utilizzato tre condensatori per ridurre le dimensioni della scheda in quanto un condensatore da 4500 μF aveva un ingombro maggiore.

I condensatori C 304 e C 305, posti direttamente sui pin 2 e 3 dell'integrato, evitano l'insorgere di autooscillazioni che comprometterebbero il buon funzionamento dello stabilizzatore di tensione.

CARATTERISTICHE	
— *Uscita stereo*	20 + 20W
— *Distorsione*	0,5 %
— *Impedenza*	4 – 8 Ω
— *Uscita mono*	20 W
— *Distorsione*	1 %
— *Impedenza*	500 Ω (100 V)
— *Uscita per registratore*	150 mV
— *Impedenza*	10 kΩ
— *Ingresso testina magnetica*	2 mV
— *Impedenza*	47 kΩ
— *Ingressi radio, registratore e ausiliario*	150 mV
— *Impedenza*	100 kΩ
— *Risposta in frequenza*	20÷20 kHz
— *Controlli di tono*	- 2dB
— *Filtri*	alti, medi, bassi
— *Attenuazione*	scratch e rumble - 12 dB
— *Telecomando a distanza tramite linea altoparlanti mono*	

Al transistore TR 301 è affidato il compito di regolare la tensione in uscita; infatti, l'integrato darebbe solamente 1 A, mentre con questo transistore è possibile arrivare a una corrente di circa 3 A. È possibile anche superare questa corrente a patto di montare il transistore su un dissipatore di maggiori dimensioni.

Le resistenze R 301, R 302 e R 303 formano un particolare sulla tensione di uscita; parte di questa tensione viene inviata all'ingresso di controllo dell'integrato, permettendo così una controreazione di tensione e quindi la stabilizzazione della tensione in uscita.

Il trimmer R 301 permette la regolazione fine della tensione generata.

Il transistore TR 301 è montato su un dissipatore di dimensioni 60 x 51 x 16 codice GBC GC/1560-00.

Al fusibile F 301 è affidato il compito di proteggere l'alimentatore da eventuali cortocircuiti in uscita.

Tutto il circuito dell'alimentatore è montato sul circuito stampato il cui disegno lo potrete trovare in *figura 2.*

Particolare cura, quando riportate sulla basetta di disegno dello stampato

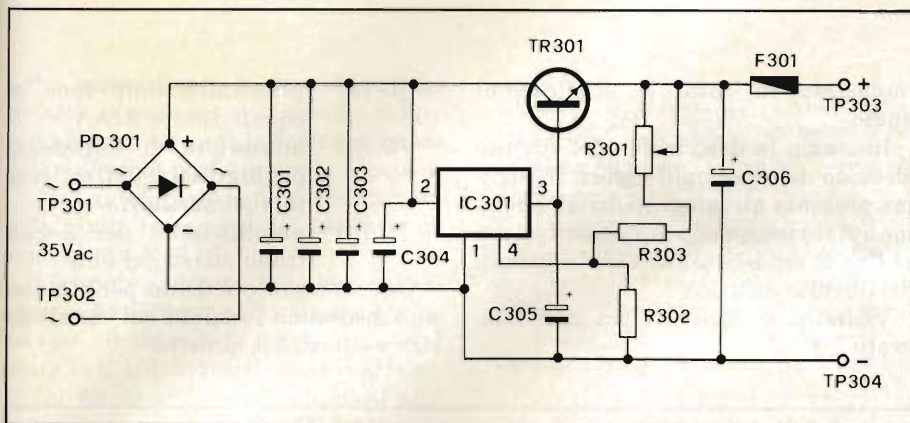



Fig. 1 - Circuito elettrico dell'alimentatore, scheda AL 300.

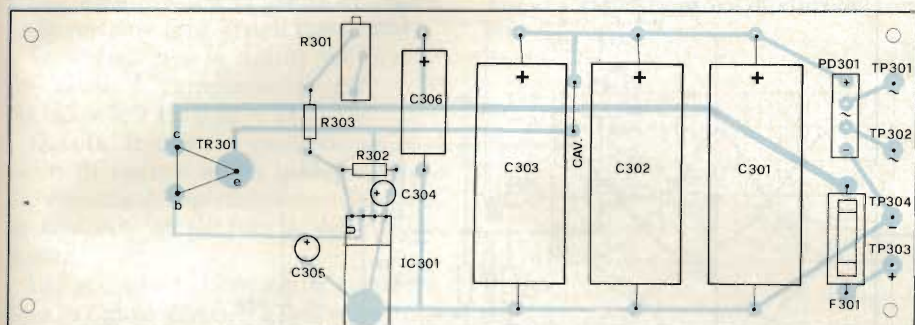



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla basetta relativa all'alimentatore dell'amplificatore.

Componenti relativi al circuito dell'alimentatore AL 300

Resistenze
R 301 : trimmer a 10 giri da 10 kΩ
R 302 : resistenza da 4,7 kΩ 5%
R 303 : resistenza da 15 kΩ 5%

Condensatori
C 301 : con. elettrolitico da 1500 μF 63 VL
C 302 : con. elettrolitico da 1500 μF 63 VL
C 303 : con. elettrolitico da 1500 μF 63 VL
C 304 : con. al tantalio da 1 μF 35 VL
C 305 : con. al tantalio da 0,47 μF 35 VL
C 306 : con. elettrolitico da 220 μF 35 VL

Semiconduttori
TR 301 : transistore di potenza NPN BD 142
IC 301 : integrato μA78G
PD301 : ponte di diodi KBL04 oppure equivalenti da 400 V - 4A

Varie
F 301 : fusibile da 3 A

(*figura 2/a*) va posta nella realizzazione delle piste che portano la massima corrente erogata, infatti, onde evitare indesiderate cadute di tensione, le medesime non devono essere assolutamente più piccole di quelle da noi fatte.

Il preamplificatore

Il preamplificatore da noi progettato è interamente montato su una grossa scheda di 38 x 10 cm, la sigla di questa scheda è PS 100.

Lo schema elettrico è visibile in *figura 3*. Come si vede, questo è il circuito che presenta il maggior numero di componenti; però, essendo stato realizzato sfruttando esclusivamente degli integrati, si è ottenuta una grande semplificazione costruttiva.

Prima di iniziare la descrizione del funzionamento del preamplificatore accenniamo al funzionamento dell'integrato National, LM 387 da noi utilizzato.

Il circuito integrato LM 387 è un doppio preamplificatore incapsulato in un contenitore minidip a 8 piedini.

Il livello di romore totale, equivalente all'ingresso, vale 0,65 μV RMS ed il rapporto di reiezione della tensione di alimentazione è di 100 dB, alla frequenza di prova di 1000 Hz.

Può essere alimentato con tensioni comprese tra 9 e 30 V; nel nostro caso abbiamo utilizzato una tensione di 24 V, ottenuta ponendo in serie all'alimentazione una opportuna resistenza.

Il guadagno massimo di questo circuito integrato preamplificatore è di 104 dB, operando ad anello aperto ovvero senza alcuna controreazione.

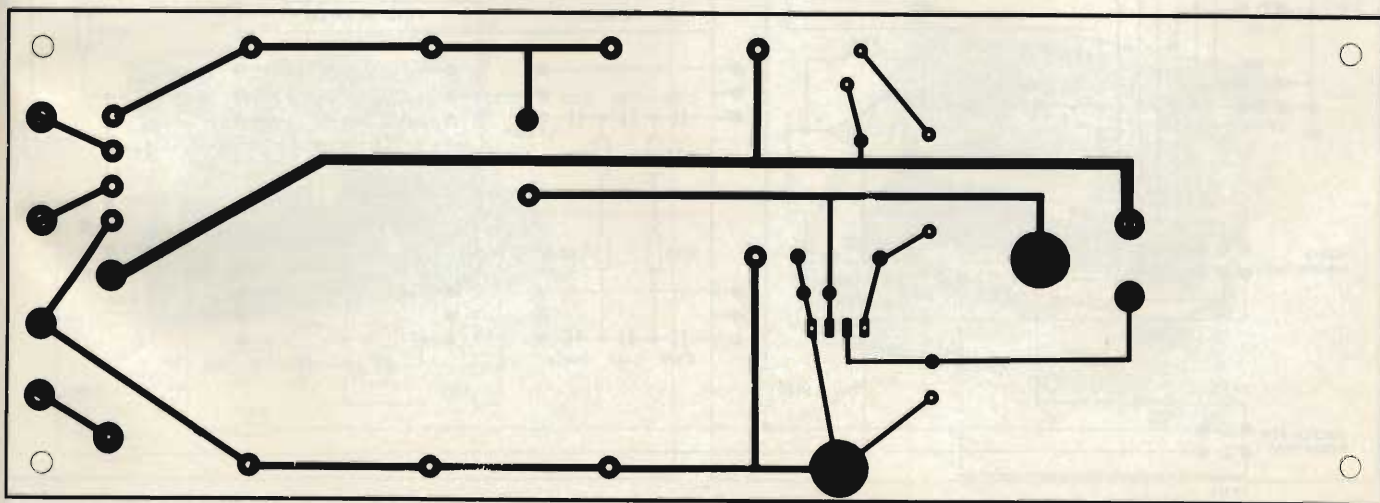



Fig. 2/a - Circuito stampato dell'alimentatore visto dal lato rame in scala 1:1.

La resistenza di ingresso tipica è di 100 kΩ per il non invertente e di 200 kΩ per l'invertente.

La separazione tra i due canali è di 60 dB, alla frequenza di 1 kHz e la distorsione totale è pari allo 0,1 % sempre alla frequenza di 1 kHz.

Come potete notare questo integrato presenta delle buone caratteristiche e pertanto si presta molto bene ad essere impiegato in tutte le applicazioni audio.

Iniziamo la descrizione del circuito elettrico del preamplificatore: lo schema presenta gli integrati divisi, abbiamo optato per questa rappresentazione al fine di rendere più lineare la stesura del circuito elettrico.

Vediamo la funzione dei vari integrati:

— *IC 101* preamplificatore fono ed equalizzatore RIAA
— *IC 102* adattatore di impedenza per ingressi radio, registratore ed ausiliario
— *IC 103* amplificatore per il controllo attivo dei toni.

Ogni integrato è usato per ottenere una medesima funzione sul canale destro e sul canale sinistro.

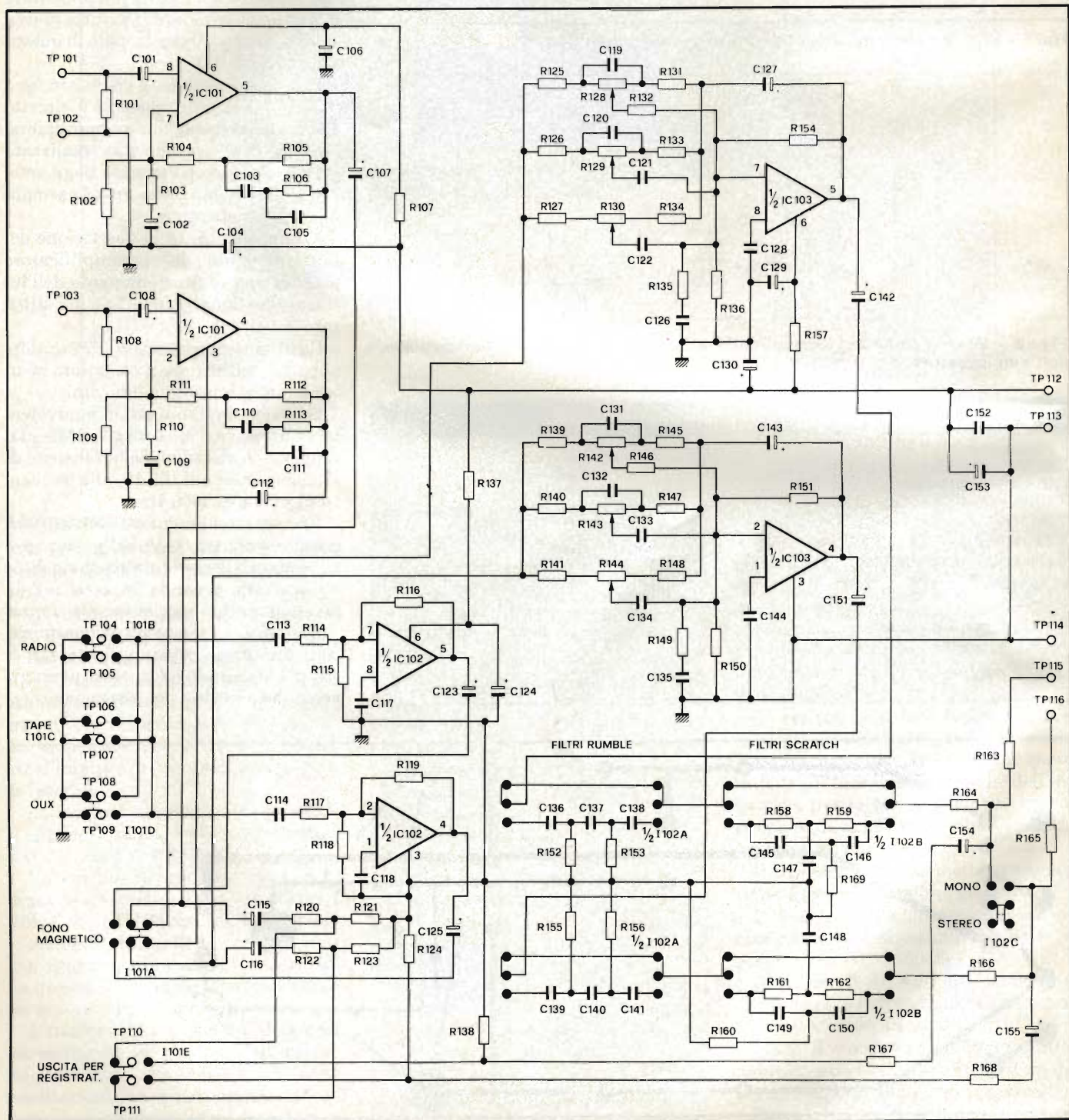



Fig. 3 - Schema elettrico del preamplificatore stereofonico denominato "Scheda PS 100".

Per semplificare la descrizione del circuito esaminiamo solamente il funzionamento del canale destro in quanto il sinistro è perfettamente identico.

Il preamplificatore fono è realizzato utilizzando la metà di IC 101 facendo capo ai pin 5 - 8 - 7.

Il segnale generato dalla testina magnetica è applicato sull'ingresso positivo (pin 8) tramite il condensatore al tantalio C 101; la resistenza di ingresso R 101 fornisce il carico standard alla testina secondo le norme RIAA.

La rete RC, che fornisce l'equalizzazione, è connessa tra l'uscita e l'ingresso invertente (pin 7) dell'integrato.

In questa rete si hanno tre diverse frequenze di funzionamento: f1 = 50 Hz, f2 = 500 Hz e f3 = 2120 Hz.

Queste frequenze rappresentano i punti di spettro audio in cui si passa dal sistema di registrazione ad ampiezza costante al sistema a velocità costante.

Per maggiori chiarimenti potete vedere in *figura 4* la curva dell'equalizzazione di riproduzione RIAA.

Se il Lettore è interessato ad approfondire le sue conoscenze sui sistemi di realizzazione dei dischi consigliamo di consultare il libro "AUDIO & HI-FI" della Jackson Italiana, reperibile presso ogni sede GBC.

Per ottenere dall'equalizzatore queste tre frequenze di taglio, si è calcolato il circuito di controreazione nel seguente modo:

f1 R 105 = X.C103, ovvero C103 = 1/2. .f1.R105

f2 X.C103 = R106, da cui R106 =. .f2. C103

Fig. 4 - Equalizzatore di riproduzione RIAA.

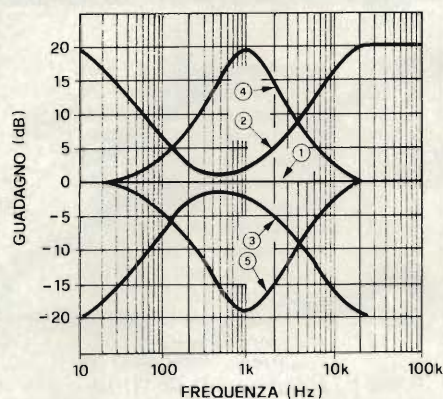



Fig. 5 - Controllo di tono attivo a tripla banda (bassi, midrange e treble).

f3 X.C105 = R106, pertanto C105 = 1/2. .f3.R106

Operando opportunamente su queste formule è possibile calcolare tutti gli elementi in gioco.

Il segnale audio, amplificato ed equalizzato viene prelevato dal condensatore elettrolitico C 107.

La resistenza R 104 è usata per stabilizzare il circuito di amplificazione in quanto l'integrato non è compensato a guadagno unitario.

La resistenza R 103 determina il guadagno del preamplificatore; mentre il condensatore C 102 determina il guadagno alla minima frequenza di funzionamento (20 Hz).

La tensione di alimentazione è derivata dall'alimentazione generale mediante la resistenza R 107, disaccoppiata verso massa dal condensatore C 106.

I segnali stereo, amplificati da IC 101 arrivano al commutatore I 101a, che provvede a scegliere tra l'ingresso fono magnetico e gli altri tre ingessi.

Quando viene selezionato uno degli ingressi RADIO - TAPE - AUX viene escluso dal circuito l'integrato IC 101 ed inserito l'integrato IC 102.

Questo integrato (IC 102) adatta il segnale di uscita delle altre sorgenti con il circuito correttore di tono.

Esaminiamo il funzionamento del canale destro, la parte di integrato interessato fa capo ai pin 5 - 7 - 8.

Il segnale audio, dopo essere stato selezionato dai commutatori I 101b, I 101c e I101d, entra nel circuito integrato tramite C 113 e R 114, l'impedenza di ingresso è di circa 100 kΩ.

Il guadagno dello stadio è determina-

La foto mostra il montaggio della scheda dell'amplificatore di potenza SA 200.

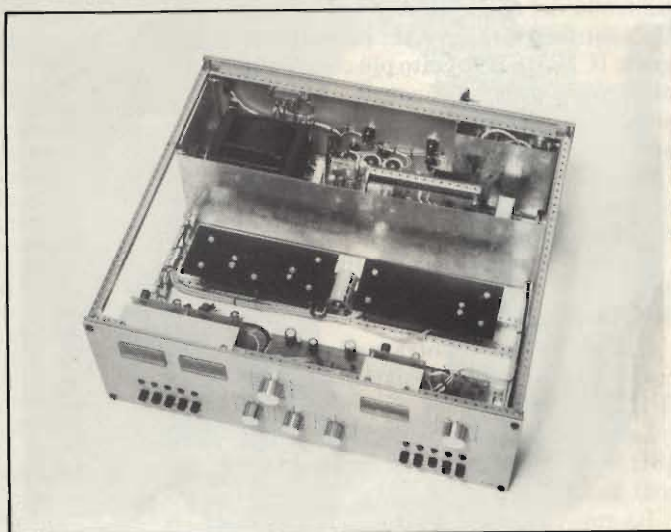



Foto dell'alimentatore a montaggio ultimato.

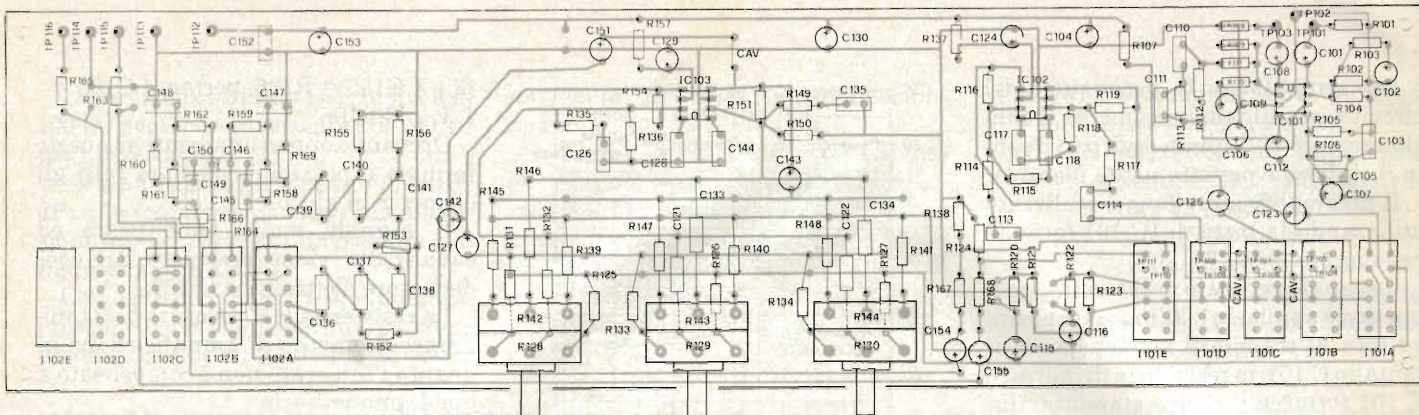



Fig. 6 - Disposizione dei componenti sulla basetta del circuito preamplificatore.

to dal rapporto tra R 116 ed R 114 ed è stato calcolato per avere valore unitario.

È possibile, se necessario, aumentare il guadagno dello stadio in base alle proprie esigenze.

Ad esempio, potete ottenere un'ingresso per microfono, infatti per avere una sensibilità di 1 mV è sufficiente applicare la seguente formula: Vu/Vi = R 116/R 114, quindi sapendo che Vu = 150 mV, Vi = 1 mV e R 116 = 100 Ω si può calcolare R 114 che risulta essere uguale a 680 Ω.

La resistenza R 115 assicura la stabilità dell'amplificatore nel caso di guadagno inferiore a 10.

Il segnale è prelevato dal pin 5 tramite il condensatore C 123.

La tensione di alimentazione è derivata dalla sbarra comune tramite la resistenza R 137. Il condensatore C 124 disaccoppia la tensione di alimentazione verso massa.

Il segnale audio, dopo essere stato selezionato ed amplificato ad un livello standard (150 mV), entra nel circuito di controllo dei toni.

Questo circuito è realizzato dall'integrato IC 103. È il circuito più complesso di tutto il preamplificatore, infatti è stato progettato per controllare tre spettri di frequenza.

In *figura 5* potete vedere come viene esattamente effettuata la risposta in frequenza.

Esaminiamo, come al solito, solo il canale destro che fa capo di pin 5 - 7 - 8 dell'integrato IC 103.

Il segnale audio entra nella rete di controllo tramite tre resistenze, R 125, R 126 ed R 127.

La rete composta da R 125, R 128, R 131, R 132 e C 119 opera il controllo sui toni bassi.

La rete composta da R 127, R 130, R 134 e C 122 controlla le frequenze alte, mentre la rete formata da R 126, R 129,

Componenti relativi al preamplificatore stereofonico - PS 100 -

Resistenze

R 101	: resistenza da 47 kΩ 5%
R 102	: resistenza da 100 kΩ 5%
R 103	: resistenza da 1,5 kΩ 5%
R 104	: resistenza da 15 kΩ 5%
R 105	: resistenza da 820 kΩ 5%
R 106	: resistenza da 82 kΩ 5%
R 107	: resistenza da 330 Ω 5%
R 108	: resistenza da 47 kΩ 5%
R 109	: resistenza da 100 kΩ 5%
R 110	: resistenza da 1,5 kΩ 5%
R 111	: resistenza da 15 kΩ 5%
R 112	: resistenza da 820 kΩ 5%
R 113	: resistenza da 82 kΩ 5%
R 114	: resistenza da 100 kΩ 5%
R 115	: resistenza da 24 kΩ 1%
R 116	: resistenza da 100 kΩ 5%
R 117	: resistenza da 100 kΩ 5%
R 118	: resistenza da 24 kΩ 1%
R 119	: resistenza da 100 kΩ 5%
R 120	: resistenza da 68 kΩ 5%
R 121	: resistenza da 10 kΩ 5%
R 122	: resistenza da 68 kΩ 5%
R 123	: resistenza da 10 kΩ 5%
R 124	: resistenza da 10 kΩ 5%
R 125	: resistenza da 11 kΩ 1%
R 126	: resistenza da 3,6 kΩ 1%
R 127	: resistenza da 1,8 kΩ 5%
R 128	: pot. doppio da 100 + 100 kΩ
R 129	: pot. doppio da 100 + 100 kΩ
R 130	: pot. doppio da 470 + 470 kΩ
R 131	: resistenza da 11 kΩ 1%
R 132	: resistenza da 11 kΩ 1%
R 133	: resistenza da 3,6 kΩ 1%
R 134	: resistenza da 1,8 kΩ 5%
R 135	: resistenza da 3,3 kΩ 5%
R 136	: resistenza da 240 kΩ 1%
R 137	: resistenza da 330 Ω 5%
R 138	: resistenza da 10 kΩ 5%
R 139	: resistenza da 11 kΩ 1%
R 140	: resistenza da 3,6 kΩ 1%
R 141	: resistenza da 1,8 kΩ 5%
R 142	: pot. doppio da 100 + 100 kΩ
R 143	: pot. doppio da 100 + 100 kΩ
R 144	: pot. doppio da 470 + 470 kΩ
R 145	: resistenza da 11 kΩ 1%
R 146	: resistenza da 11 kΩ 1%
R 147	: resistenza da 3,6 kΩ 1%
R 148	: resistenza da 1,8 kΩ 5%
R 149	: resistenza da 3,3 kΩ 5%
R 150	: resistenza da 240 kΩ 1%
R 151	: resistenza da 2,2 MΩ 5%
R 152	: resistenza da 10 kΩ 5%
R 153	: resistenza da 10 kΩ 5%
R 154	: resistenza da 2,2 MΩ 5%
R 155	: resistenza da 10 kΩ 5%
R 156	: resistenza da 10 kΩ 5%
R 157	: resistenza da 330 Ω 5%
R 158	: resistenza da 10 kΩ 5%
R 159	: resistenza da 10 kΩ 5%
R 160	: resistenza da 4,7 kΩ 5%
R 161	: resistenza da 10 kΩ 5%
R 162	: resistenza da 10 kΩ 5%
R 163	: resistenza da 2,2 kΩ 5%
R 164	: resistenza da 2,2 kΩ 5%
R 165	: resistenza da 2,2 kΩ 5%
R 166	: resistenza da 2,2 kΩ 5%
R 167	: resistenza da 100 kΩ 5%
R 168	: resistenza da 100 kΩ 5%
R 169	: resistenza da 4,7 kΩ 5%

Condensatori

C 101	: con. al tantalio da 1 μF 35 VL
C 102	: con. al tantalio da 4,7 μF 35 VL
C 103	: con. in poliestere da 4,7 nF
C 104	: con. elettrolitico da 33 μF 35 VL
C 105	: con. in poliestere da 1 nF
C 106	: con. elettrolitico da 47 μF 35 VL
C 107	: con. elettrolitico da 1 μF 35 VL
C 108	: con. al tantalio da 1 μF 35 VL
C 109	: con. al tantalio da 4,7 μF 35 VL
C 110	: con. in poliestere da 4,7 nF
C 111	: con. in poliestere da 1 nF
C 112	: con. elettrolitico da 1 μF 35 VL
C 113	: con. in poliestere da 0,1 μF
C 114	: con. in poliestere da 0,1 μF
C 115	: con. elettrolitico da 1 μF 35 VL
C 116	: con. elettrolitico da 1 μF 35 VL
C 117	: con. in poliestere da 0,1 μF
C 118	: con. in poliestere da 0,1 μF
C 119	: con. assiale in poliestere da 47 nF
C 120	: con. assiale in poliestere da 4,7 nF
C 121	: con. assiale in poliestere da 22 nF
C 122	: con. assiale in poliestere da 4,7 nF
C 123	: con. elettrolitico da 1 μF 35 VL
C 124	: con. elettrolitico da 33 μF 35 VL
C 125	: con. elettrolitico da 1 μF 35 VL
C 126	: con. in poliestere da 2,2 nF
C 127	: con. elettrolitico da 1 μF 35 VL
C 128	: con. in poliestere da 0,1 μF
C 129	: con. elettrolitico da 33 μF 35 VL
C 130	: con. elettrolitico da 47 μF 35 VL
C 131	: con. assiale in poliestere da 47 nF
C 132	: con. assiale in poliestere da 4,7 nF
C 133	: con. assiale in poliestere da 22 nF
C 134	: con. assiale in poliestere da 4,7 nF
C 135	: con. in poliestere da 2,2 nF
C 136	: con. in poliestere da 330 nF
C 137	: con. in poliestere da 330 nF
C 138	: con. in poliestere da 330 nF
C 139	: con. in poliestere da 330 nF

Anche quest'anno Elektor
ha selezionato + di 100 circuiti
nel numero speciale
di luglio/agosto.
Realizzazioni complete, circuiti supplementari, idee di progetto, novità ...
questo ed altro troverete nel numero doppio di Elektor in edicola
dal 1° luglio a lire 5.000.
Il numero doppio di luglio/agosto
è un numero eccezionale.
Per i lettori interessati deve essere detto che Elektor, e solo
Elektor, fa questo genere di cose una volta all'anno!
Questo numero speciale NON è una rassegna di
circuiti già pubblicati e NEMMENO
un anticipo sui progetti che verranno
discussi nei dettagli nei prossimi numeri.
E adesso ... decidete un po' voi!
Noi speriamo che vi divertirà studiare questa
selezione di circuiti e costruirne qualcuno
(se non tutti).
Buona sperimentazione!!
100+
IN EDICOLA
DAL 1° LUGLIO

C 140 : con. in poliestere da 330 nF
C 141 : con. in poliestere da 330 nF
C 142 : con. elettrolitico da 1 µF 35 VL
C 143 : con. elettrolitico da 1 µF 35 VL
C 144 : con. in poliestere da 0,1 µF
C 145 : con. in poliestere da 1 nF
C 146 : con. in poliestere da 1 nF
C 147 : con. in poliestere da 2,2 nF
C 148 : con. in poliestere da 2,2 nF
C 149 : con. in poliestere da 1 nF
C 150 : con. in poliestere da 1 nF
C 151 : con. elettrolitico da 1 µF 35 VL
C 152 : con. in poliestere da 47 nF
C 153 : con. elettrolitico da 100 µF 35 VL
C 154 : con. elettrolitico da 1 µF 35 VL
C 155 : con. elettrolitico da 1 µF 35 VL

Circuiti integrati

IC 101 : circuito integrato LM 387
IC 102 : circuito integrato LM 387
IC 103 : circuito integrato LM 387

Varie

I 101 : commutatore a 4 + 1 pulsanti codice GBC 00/0526-14
I 102 : commutatore a 5 pulsanti indipendenti codice GBC 00/0527-04

R 133, C 120 e C 121 opera il controllo sui toni medi.

Il controllo dei medi è un insieme di quello dei bassi e di quello degli alti, con la capacità ponte dei bassi (C 120) ed il condensatore sul cursore (C 121).

In effetti, se il controllo dei bassi è un filtro passa basso e il controllo degli alti è un filtro passa alto, il controllo dei medi è una combinazione di entrambi pertanto è un filtro passa banda.

Le resistenze R 136 e R 154 assicurano la polarizzazione dell'ingresso negativo.

Il condensatore C 127, posto nel circuito di retroazione, serve ad evitare ritorni di tensione continua all'ingresso della rete di controllo, in quanto un ritorno di tensione varierebbe la polarizzazione dell'integrato rendendo instabile il guadagno dell'integrato medesimo con possibilità di distorsione e autooscillazioni indesiderate.

Inoltre questo condensatore, bloccando la corrente continua, evita le variazioni di tensione sui condensatori della rete di ingresso assicurando così una azione silenziosa dei potenziometri in quanto, sui medesimi, non si verificano variazioni di tensione che potrebbero causare degli "scricchiolii".

Le rete formata dalla resistenza R 135 e dal condensatore C 126 attenua le alte frequenze, garantendo la stabilità del circuito.

L'alimentazione dell'integrato avviene tramite la resistenza R 157 ed è disaccoppiata verso massa dal condensatore C 129.

Il condensatore C 142 preleva la tensione di BF così trattata e la trasferisce a due reti di filtri passivi.

Questi filtri servono per "ripulire" la riproduzione sonora da eventuali disturbi presenti.

I filtri in questione sono il filtro "RUMBLE" ed il filtro "SCRATCH", e sono realizzati in modo doppio onde poter trattare il segnale su entrambi i canali.

I commutatori usati, per questi controlli sono I 102a e I 102b.

Il filtro RUMBLE è un passo alto, ed è calcolato per alimentare le frequenze inferiori a 40 Hz., mentre lo SCRATCH è un filtro passa basso, ed è stato realizzato per tagliare le frequenze maggiori di 10 kHz.

Questi filtri hanno una attenuazione di 12 dB per ottava, permettendo perciò l'eliminazione delle frequenze parassite senza sacrificare i segnali immediatamente superiori od inferiori a quelli di taglio.

I filtri, pur essendo molti efficaci, hanno l'inconveniente di introduzione degli sfasamenti variabili in funzione della frequenza e di deformare un poco i segnali che li attraversano.

Pertanto vanno utilizzati solo quando sono veramente utili per "pulire" dei segnali provenienti da dischi o da nastri molto vecchi e rovinati.

Infine il segnale, dopo essere stato trattato nei vari stadi del circuito, arriva sull'uscita della piastra del pream-

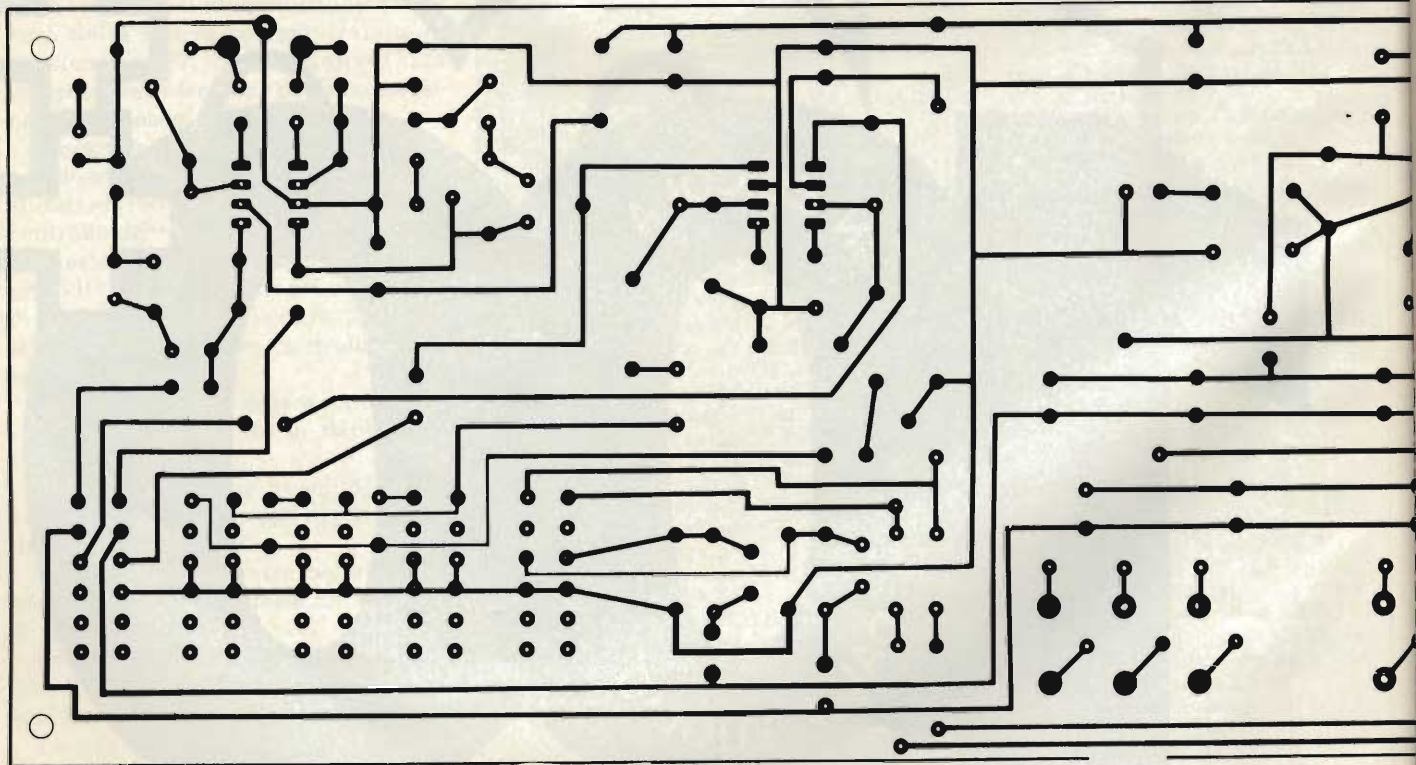



Fig. 6/a · Circuito stampato del preamplificatore visto dal lato rame in scala 1:1. N.B. Coloro che volessero

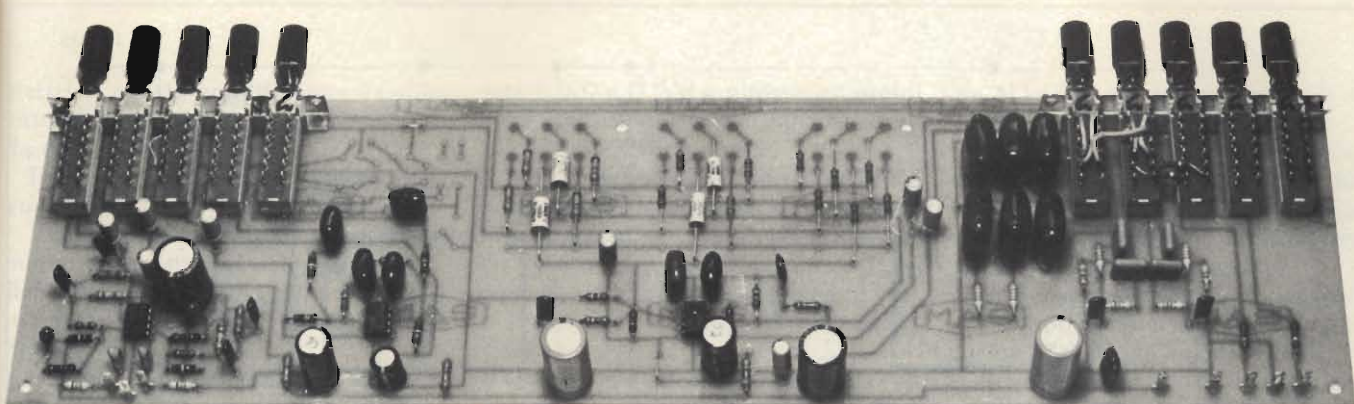



Foto scattata dopo aver terminato il montaggio della scheda PS 100.

plificatore.

Il commutatore I 102c, quando inserito, pone in parallelo i due canali stereo, rendendo l'uscita del preamplificatore mono.

Nel nostro preamplificatore è presente una uscita per registrare direttamente dal circuito preamplificatore.

È possibile, secondo la posizione del commutatore I 101e, prelevare il segnale da registrare a monte o a valle dei controlli di tono.

Abbiamo inserito questa doppia possibilità onde poter elaborare a piacimento il segnale audio da registrare, togliendo così eventuali imperfezioni in esso previsti.

Il livello di uscita è adattato alle norme DIN mediante delle reti resistive.

Queste reti resistive sono: R 120, R 121, R 122 e R 123 per il prelievo del segnale a monte dei circiti correttori di tono e R 167, R 138 e R 124 per il segnale a valle del sistema correttore.

Sulla sbarra della tensione di alimentazione sono presenti dei condensatori elettrolitici di disaccoppiamento, questi condensatori sono C 153, C 130 e C 104.

Il condensatore C 152, in poliestere, elimina eventuali disturbi ad alta frequenza.

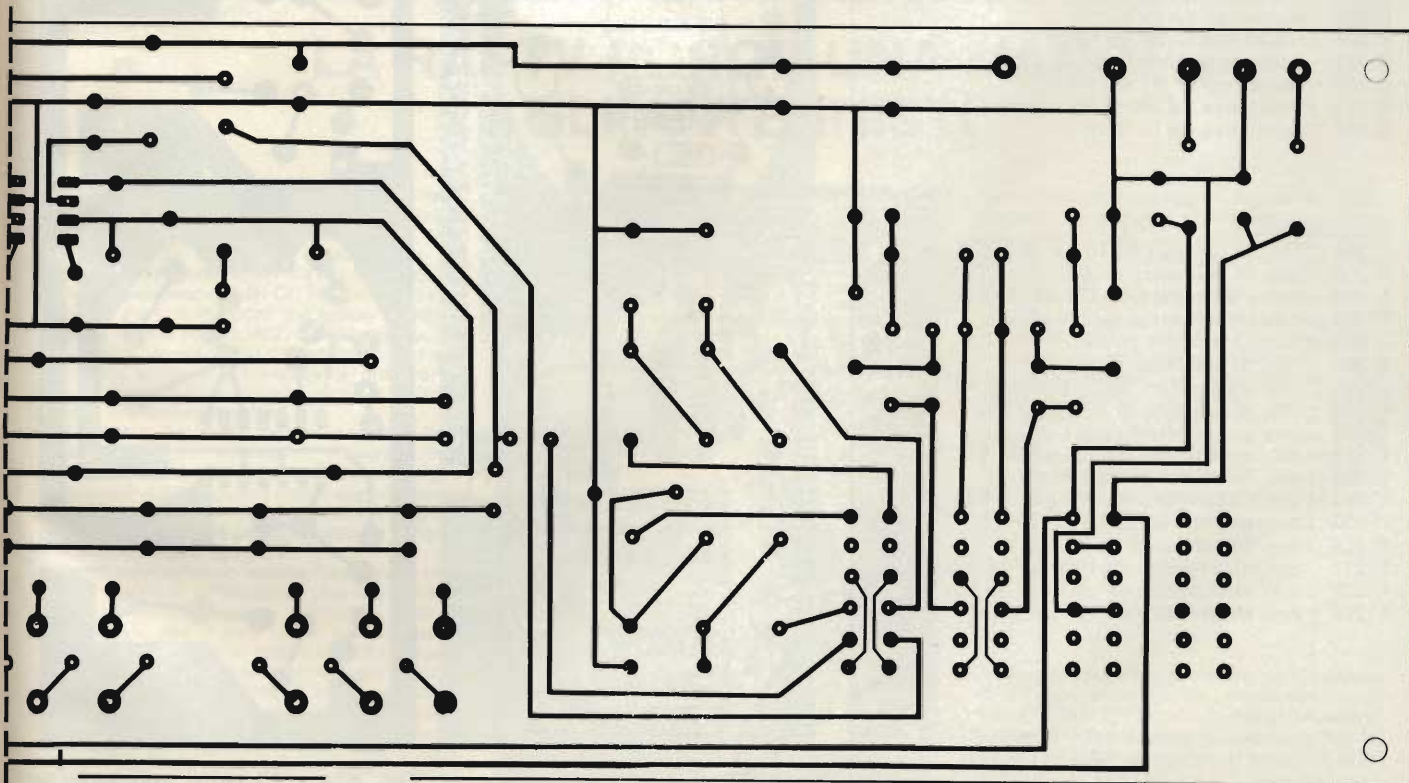
Tutto il circuito elettrico trova posto su un circuito stampato, realizzato in vetroresina, il cui disegno potrete trovarlo in *figura 6/a*. In *figura 6* troverete anche la disposizione dei componenti sul medesimo.

I condensatori C 119, C 120, C 131 e C 132 non sono montati sulla piastra bensì direttamente sui terminali dei potenziometri.

Nell'eseguire il montaggio di questo stampato va posta particolare cura nell'effettuare le saldature sui vari componenti che presentano i pin di collegamento molto vicini, commutatori a pulsante, integrati e sbarre di controllo tono.

Ricordandovi che tutto il circuito del preamplificatore è doppio, passiamo ora a descrivere l'amplificatore stereofonico di potenza.

Amplificatore stereo

Come potete vedere dallo schema

realizzare questo circuito stampato, taglino e uniscano con del nastro adesivo trasparente i lembi tratteggiati.

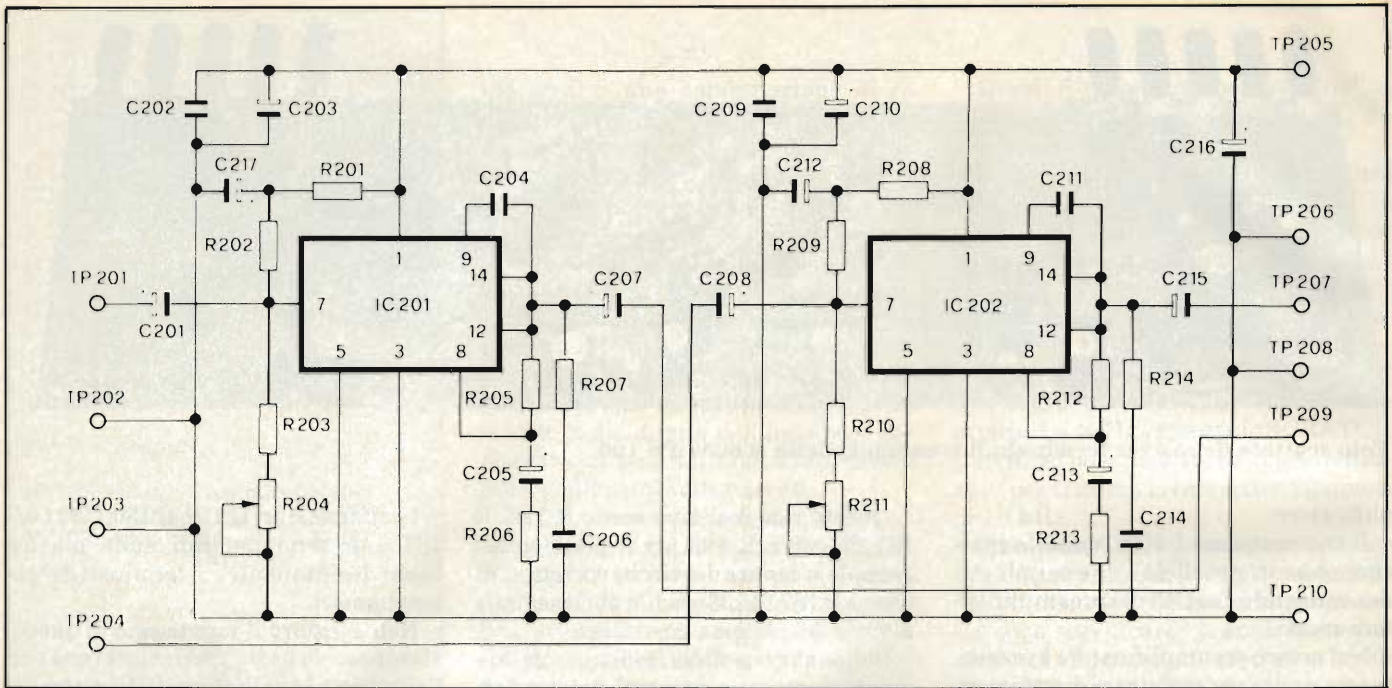



Fig. 7 - Schema elettrico dell'amplificatore di potenza stereo denominato scheda SA 200.

Componenti relativi al circuito dell'amplificatore stereofonico SA 200

Resistenze

R 201 : resistenza da 22 kΩ 5%
R 202 : resistenza da 82 kΩ 5%
R 203 : resistenza da 82 kΩ 5%
R 204 : trimmer miniatura da 47 kΩ
R 205 : resistenza da 47 kΩ 5%
R 206 : resistenza da 560 Ω 5%
R 207 : resistenza da 10 Ω 5%
R 208 : resistenza da 22 kΩ 5%
R 209 : resistenza da 82 kΩ 5%
R 210 : resistenza da 82 kΩ 5%
R 211 : trimmer miniatura da 47 kΩ
R 212 : resistenza da 47 kΩ 5%
R 213 : resistenza da 560 Ω 5%
R 214 : resistenza da 10 Ω 5%

Condensatori

C 201 : con. al tantalio da 10 μF 35 VL
C 202 : con. in poliestere da 0,1 μF
C 203 : con. elettrolitico da 470 μF 35 VL
C 204 : con. in poliestere da 100 pF
C 205 : con. al tantalio da 10 μF 35 VL
C 206 : con. in poliestere da 0,1 μF
C 207 : con. elettrolitico da 1000 μF 16 VL
C 208 : con. al tantalio da 10 μF 35 VL
C 209 : con. in poliestere da 0,1 μF
C 210 : con. elettrolitico da 470 μF 35 VL
C 211 : con. in poliestere da 100 pF
C 212 : con. elettrolitico da 100 μF 35 VL
C 213 : con. al tantalio da 10 μF 35 VL
C 214 : con. in poliestere da 0,1 μF
C 215 : con. elettrolitico da 1000 μF 16 VL
C 216 : con. elettrolitico da 2200 μF 35 VL
C 217 : con. elettrolitico da 100 μF 35 VL

Semiconduttori

IC 201 : circuito integrato SGS TDA 2020
IC 202 : circuito integrato SGS TDA 2020

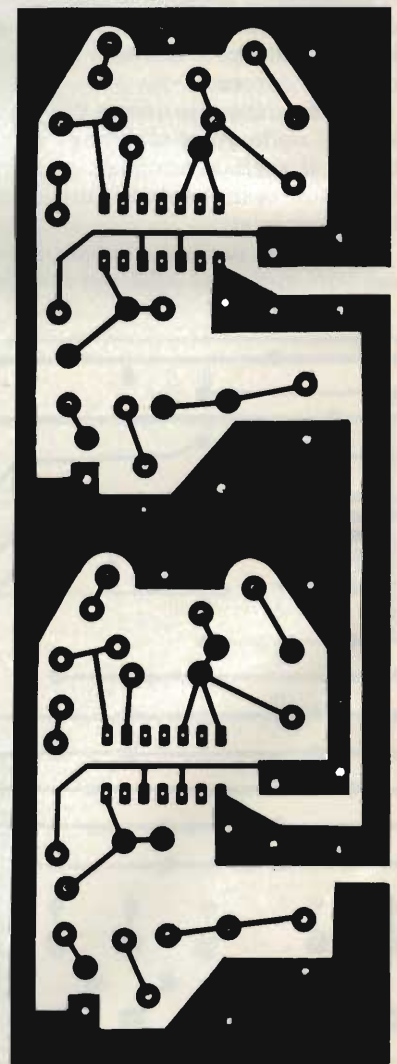
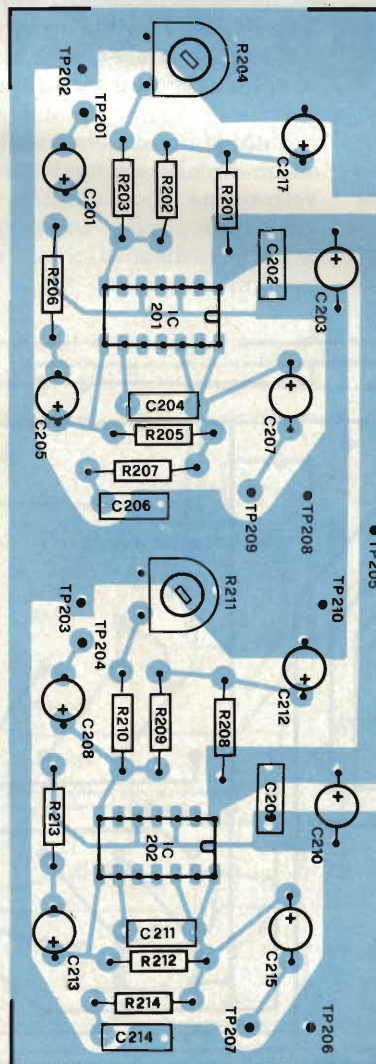



Fig. 8 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato per la realizzazione dell'amplificatore.

Fig. 8/a - Circuito stampato in scala 1:1 dell'amplificatore stereofonico.

elettrico, questo amplificatore è realizzato da due circuiti identici composti da due integrati.

Il circuito in questione si trova in *figura 7.*

Vediamo in dettaglio il funzionamento di una sezione del nostro amplificatore prendendo in esame il circuito integrato IC 201 ed i relativi componenti.

Il segnale audio, tramite il condensatore C 201, entra nel pin 7 dell'integrato.

Il partitore di tensione composto dalle resistenze R 201, R 202, R 203 e dal trimmer R 204 servono a fornire la giusta polaizzazione all'ingresso dell'amplificatore.

Tale polarizzazione serve ad ottimizzare la distorsione di crossover dello stadio finale dell'integrato.

La controreazione alle alte frequenze è assicurata dal condensatore C 204.

La resistenza R 205 determina il guadagno dell'amplificatore, mentre la rete composta dal condensatore C 205 e dalla resistenza R 206 limita il guadagno alle alte frequenze.

Il nostro segnale, applicato all'ingresso, lo ritroviamo amplificato all'uscita, pin 12 e 14, dell'integrato.

Il condensatore, C 207, trasferisce questo segnale al sistema diffusore. La rete R 207 e C 206 sopprime eventuali autooscillazioni causate dalla risonanza del circuito di uscita.

Sull'alimentazione della scheda sono presenti due condensatori elettrolitici e due condensatori in poliestere, posti nelle immediate vicinanze degli integrati, per eliminare eventuali disturbi presenti sulla linea di alimentazione stessa.

Questo circuito è tutto realizzato su un unico circuito stampato, il cui disegno si trova in *figura 8/a.*

Dalla disposizione dei componenti sulla piastra (*figura 8*) si può vedere che il condensatore C 216 non è posto sulla piastra, ma è saldato su due colonnette isolanti fissate direttamente sul telaio di supporto della scheda.

È stato aggiunto per aumentare la separazione dei canali in quanto, sul prototipo, la capacità dei condensatori C 203 e C 210 era risultata insufficiente per avere un buon disaccoppiamento delle alimentazioni.

Durante il funzionamento, questi integrati producono molto calore che deve essere disperso da un dissipatore di grandi dimensioni.

Noi abbiamo realizzato questo dissipatore con due parallelepipedi di alluminio aventi le seguenti dimensioni: 26 x 20 x 7 mm. fissati mediante delle viti da M3 ad una piastra, sempre di alluminio di 175 x 70 x 4 mm.

Il suddetto dissipatore è tenuto in posizione da 5 distanziatori alti 30 mm.

I parallelepipedi sono a loro volta incollati, mediante adesivo cianoacrilico, al "case" degli integrati.

In questo modo abbiamo realizzato un semplicissimo, quanto efficace sistema di dissipazione del calore.

Ricordatevi di non far mai funzionare questo circuito senza il dissipatore in quanto si avrebbe la distruzione quasi istantanea degli integrati per troppo calore.

È possibile, durante la taratura, far funzionare l'amplificatore con i soli parallelepipedi, senza la piastra di dissipazione, ricordatevi, però, di non far assolutamente funzionare ad alto livello l'amplificatore, in quanto i soli parallelepipedi non sono sufficienti per dissipare il calore prodotto.

Le parti finora descritte possono costituire un buon amplificatore stereo, ora terminiamo la prima parte della descrizione rimandando il lettore al prossimo numero nel quale verranno prese in considerazione le schede "optional" del telecomando e dell'amplificatore mono.

(continua)

LA RAI-TV PORGE UNA MANO AGLI ANTENNISTI

Abbiamo assistito, venerdì mattina 4 giugno, all'anteprima del Corso Antennisti presso la sede RAI di Corso Sempione a Milano.
Preceduta da una breve presentazione del Direttore della sede di Milano Ing. Mattucci e da varie considerazioni del Dr. Scarnera e del Dr. Panfili sulle motivazioni che hanno indotto la RAI a questa opportunità, è stata proiettata la sintesi di un elaborato che spazia, con mano leggera e forma piacevolmente didascalica, dalla legge di Coulomb alle norme di collaudo degli impianti centralizzati TV.
Gli invitati, per lo più tecnici impiantisti lombardi, sono poi intervenuti, sollecitati dagli stessi funzionari RAI, esponendo il proprio giudizio sull'utilità di questo tipo di aggiornamento professionale che è completato dall'omaggio di un volumetto di 125 pagine, riportante integralmente la materia del Corso.
Da quanto abbiamo sentito, unanime è stata l'approvazione all'iniziativa, che vuole essere anche manifestazione di gratitudine verso gli antennisti, per la loro tacita collaborazione.
Inevitabilmente e non poteva essere altrimenti, le osservazioni di parecchi convenuti hanno toccato il "punctum dolens" attuale: l'indiscriminata proliferazione delle TV libere, in assenza di quella regolamentazione sistematicamente promessa dai governanti di turno e mai attuata.
È facile verificare che il danno conseguente a una situazione così anomala si ripercuote particolarmente sull'installatore e sull'utente. Infatti, pur potendo disporre, oggi, di una vasta scelta di stazioni TV, per contro è difficilissimo realizzare impianti che diano garanzia di funzionamento stabile.
Da qualche installatore è stata avanzata la proposta di attuare una forma di boicottaggio nei riguardi di quelle emittenti che, sollecitate dalle Associazioni artigiane, non ottemperino a norme di trasmissione perfettamente ortodosse. È indubbio che l'apporto degli installatori antennisti a questa causa potrà essere determinante solo se verranno attuate intese comuni sulla base di una ben radicata etica professionale. Sotto questo profilo noi riteniamo che l'iniziativa RAI si dimostrerà utile in ogni senso.

Prima di copertina del volumetto che la RAI darà in omaggio a coloro che parteciperanno al Corso. Sono 125 pagine di piacevole lettura, corredate di tabelle e grafici, nelle quali è presentato in modo succinto ma completo tutto quello che un buon installatore di antenne deve sapere.

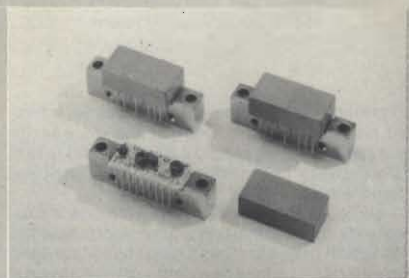
SELEZIONE DI TECNICA
RADIO TV HIFI ELETTRONICA

Amplificatori per CATV 40-440 MHz

I moduli BGY74/75 della Philips lavorano nella banda di frequenze compresa tra 40 e 440 MHz; sono quindi amplificatori a larga banda per l'impiego di CATV. Entro tutta questa banda questi dispositivi danno un guadagno di potenza di 17 dB.

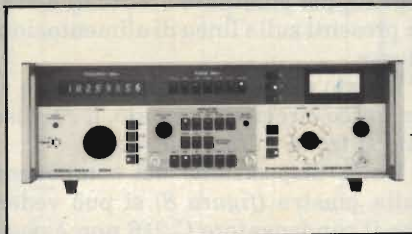
Il BGY74 è un preamplificatore che dà una tensione di uscita di 62,5 dBV e un rapporto segnale/rumore superiore a 6 dB. Il BGY75 è invece un amplificatore finale capace di dare una tensione di uscita di 65 dBmV e un rapporto segnale/rumore superiore a 7 dB.

Per ridurre al minimo la distorsione di secondo ordine, fenomeni di non-linearità e il rumore, entrambi i dispositivi impiegano un circuito cascode push-pull. L'impedenza di ingresso e di carico è 75 Ω. I due moduli possono essere impiegati come amplificatori di tratta e amplificatori distributori in sistemi CATV di qualità.

PHILIPS
P.za IV Novembre, 3
Milanc

Amplificatori di qualità per CATV nella banda da 40 a 440 MHz.

Generatore di segnali sintetizzati

Il Racal-Dana 9084 Synthesuzed Signal Generator, con il suo range di frequenza da 10 KHz a 104 MHz, copre l'intera banda radio HF, comprese le alte frequenze IF, e offre anche la capacità di funzionare in aree specializzate LF e VHF a bassa banda.

Programmabile mediante GPIB, è

Sintetizzatore con range di frequenza da 10 kHz a 104 MHz.

tanto semplice da usare che è praticamente impossibile commettere errori.

La selezione della frequenza di uscita, grazie ad un display a LED a 8 digit, è rapidissima, pur fornendo una risoluzione di 1 Hz fino a 10 MHz e di 10 Hz fino a 104 MHz. Inoltre questo sintetizzatore ha il segnale di uscita agganciato in fase ad un cristallo incorporato o a un segnale esterno, sia nel caso di modulazione FM che AM, consentendo di avere una precisione di 5 parti su 10^{10}. Notevoli sono anche la purità spettrale e la riduzione delle perdite RF.

Nel 9084 il livello di uscita può variare in un range di 149 dB, da 0,07 μV a 2 V su 50Ω.

AD INSTRUMENTS
Via J. Palma, 1
Milano

Interfonico per moto ed auto da rally

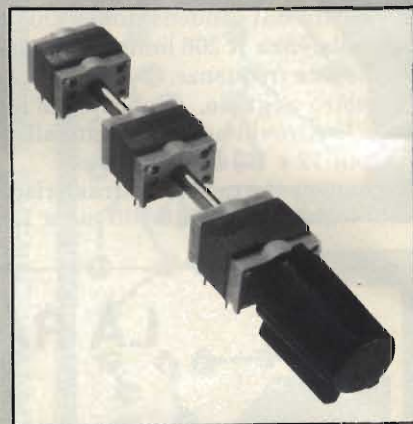
L'UK 826 - 826 W della AMTRON è un sistema interfonico che consente la libera conservazione tra il pilota e il passeggero. È costituito da una unità trasmittente e da una ricevente ben distinte e separate tra loro.

Interfonico per rally per parlare e trasmettere contemporaneamente.

La prerogativa principale di tale sistema è quella di poter parlare ed ascoltare contemporaneamente senza l'ausilio di commutazioni.

Corredato di microfoni e altoparlanti per l'inserzione nei caschi, offre la possibilità di inserzione di una batteria ricaricabile per rendere l'apparecchiatura indipendente dall'alimentazione della moto.

L'interfonico necessita di un'alimentazione a 12 Vcc con assorbimento a riposo di 18 mA.

GBC ITALIANA
V.le Matteotti, 66
Cinisello B. (MI)

Commutatori rotanti per C.S.

Il MIL prodotto dalla ITT è un commutatore rotante per circuito stampato con passo di 2,54 mm e dimensioni di 17,78 x 17,78 x 12 mm. I moduli di base possono essere associati sia in linea (fino a 5), sia ad angolo (fino a 3), sia con dei moduli fissi ed altri calettati sull'asse, sia con altri tipi di allineamento.

Le possibilità di codificazioni elettriche sono numerose da 1 a 4 circuiti, e da 2 a 12 posizioni. Il codice binario può essere realizzato con 3 moduli ed è possibile il sistema a comando doppio. Il commutatore è completamente stagno e può subire senza danno la saldatura ad onda.

ITT STANDARD
Via XXV Aprile
S. Donato M. (MI)

Controller per floppy disk in standard minimicro, con DOS per 6502

La COMPUTERJOB ELETTRONICA amplia la gamma di schede "Minimicro" con un nuovo prodotto appositamente studiato per i sistemi SYM ed AIM e, in genere per computers la cui CPU sia una 6502 (ed in seguito una 6809).

La scheda "MINIMICRO FLOPPY DISK CONTROLLER (FDC)", è del formato singolo-Euro, compatibile con BUS MINIMICRO, e permette all'utente di collegare al sistema e controllare adeguatamente da uno a quattro driver per dischi flessibili, da 5"1/4 o da 8".

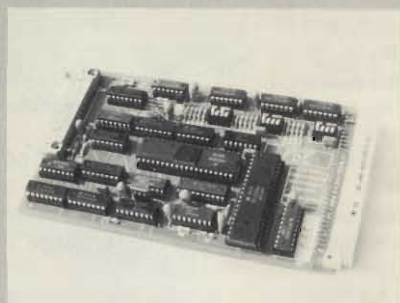
In tale modo l'utente potrà espandere vistosamente le capacità di memorizzazione di massa del suo sistema, includendo nuove possibilità nella raccolta di dati utilizzando la FDC in apparecchiature automatiche a sè stanti. L'uso della scheda è assai semplificato grazie ad un "package" di routines (Disk Operating System - DOS) fornite assieme alla stessa scheda FDC.

Non solo, ma viene fornito un dischetto "di sistema" per l'uso della FDC in computers basati sui SYM e sull'AIM (eventualmente anche sul KIM). In tale caso il DOS è specificatamente studiato per "cooperare" con il firmware (Monitor, Assembler/Editor, BASIC) del sistema sul quale la FDC sia montata, concatenandosi con esso in modo da aggiungere fisicamente tutti i nuovi potenti comandi dei dischi agli esistenti comandi.

La scheda è stata progettata in modo da risultare molto affidabile e di costo contenuto: essa opera in singola/doppia faccia, singola densità, con driver da 5"1/4 o da 8", dei tipi standard esistenti sul mercato.

Il DOS, nell'uso con i sistemi SYM o AIM, risiede in RAM lavorando in modo automodificante, si da occupare una estensione di memoria molto contenuta pur rendendo disponibile una lunga lista di comandi ed utility varie. Il caricamento è effettuato in maniera rapida e semplice con una breve routine di "boostrap".

Una volta caricato, il DOS aggiunge una serie di comandi dei quali qui di seguito è data una lista parziale:
LOAD, DELETE, ENTER, LIST, INDEX, PACK DISK, FORMAT DISK, LOAD & RUN, COPY TO ANOTHER DISK, RENAME FILE, READDRESS FILE, EXEC BYNARY FILE, etc.

Una serie di comandi è pure disponibile in ambienti di RAE e BASIC, ed in quest'ultimo caso sono automaticamente agganciate le routines trigonometriche e viene reso possibile il lavoro su file binari, o di dati, con il loro save e load dedicato. È reso anche possibile il chaining e l'append.

Controller per floppy disk in standard minimicro, con DOS per 6502

Nel caso del SYM e dell'AIM è inoltre possibile assemblare da disco lunghi blocchi di sorgente, blocco dopo blocco, semplificando notevolmente la messa a punto di complessi programmi.

In definitiva, la scheda Floppy Disk Controller della COMPUTERJOB ben si presta all'uso in sistemi di sviluppo per software industriale, là ove l'utente abbia necessità di semplificare in modo decisivo le operazioni di save/load di grossi files, senza però essere obbligato ad un pesante investimento di denaro. Infatti un sistema di sviluppo - ad esempio basato su di un SYM - diviene, con la FDC, competitivo nei confronti di sistemi di sviluppo custom, di certo assai più costosi.

COMPUTERJOB ELETTRONICA
Ing. Paolo Bozzola
Via A. Molinari, 20 - Tel. (030) 54878
25124 BRESCIA

Generatore di monoscopio

Il generatore di monoscopio TV PM 5519 della Philips è disponibile in versioni differenti per i vari sistemi televisivi.

Ora è disponibile una versione anche per TV a colori incorporante funzioni stereofoniche.

Il PM 5519 GX si basa sul modello CCIR/PAL PM 5519 G, con alcune importanti funzioni addizionali nel dominio del suono.

Esso comprende due diverse portanti acustiche, una di 5,5 MHz e l'altra di 5,74182 MHz, conformi agli standard internazionali. Il generatore di monoscopio offre segnali di prova audio interni che possono essere usati in modo mono e stereo. Vi sono anche funzioni di completa modulazione stereo esterna per registratori a nastro o a cassette o per giradischi.

Inoltre il PM 5519 GX genera un tono pilota standard a 54,6875 KHz, che può essere modulato con una o due frequenze di riconoscimento, derivate dalla frequenza di linea, a 274,1 Hz (indicante la presenza del secondo canale audio) o a 117,5 Hz (per la funzione stereo).

PHILIPS
V.le Elvezia, 2
Monza

Interruttore subminiatura di precisione

Il modello SLOAN 401 è stato particolarmente studiato per soddisfare l'esigenza di un'alta affidabilità quale quella che si richiude nel campo aeronautico i industriale.

Lo scatto del pulsante è chiaramente percettibile sia al tatto che all'udito e la durata prevista è superiore al milione di manovre. Le dimensioni ridotte e il basso profilo, oltre alla configurazione DIP compatibile, lo rendono particolarmente adatto per il montaggio su schede a circuito stampato.

La resistenza di contatto è inferiore a 10 mΩ e la resistenza di isolamento è superiore a 10.000 MΩ, con un isolamento dielettrico di 500 Veff.

L'interruttore, che è conforme alle specifiche MIL S 3786, può funzionare nel range di temperatura da -25 a +100°C.

SLOAN
Birmannsgasse, 8
CH-4009 Basel (Svizzera)

Amplificatore operazionale da 400 V/µs

L'HA-2540 della Matra-Harris Semiconducteurs è un amplificatore operazionale monilitico estremamente veloce che offre uno slew rate di 400 V/µs e un prodotto guadagno-larghezza di banda di 400 MHz con uno swing dell'uscita di ± 10 V. La banda passante in potenza è di 6,4 MHz e il tempo di assestamento allo 0,1%/10V è 125 ns.

L'HA-2540 permette l'utilizzazione di alimentazioni che vanno da ± 5V a ± 15 V.

L'amplificatore è disponibile in package ceramico per le gamme di temperatura militare e civile.

MHS
BP 942
44075 Nantes cedex (Francia)

NUOVI PRODOTTI

Transistor di potenza da 650 V

La RCA Solid State Division ha reso disponibile una serie di transistor switching Switchmax npn caratterizzati da una tensione di breakdown che va da 450 a 650 V.

I tipi 2N6774, 2N6775 e 2N6776 sono adatti a portare una corrente di collettore di 15 A e hanno incorporato un diodo di commutazione e un resistore base-emettitore, il tutto in un single chip monolitico. È evidente che ciò riduce il numero dei componenti esterni impiegati e lo spazio impegnato sulla scheda.

I transistor sono disponibili in package ermetico TO-204MA, conforme al JEDEC TO 3.

RCA
P.za San Marco, 1
Milano

Relè miniatura da 60 VA

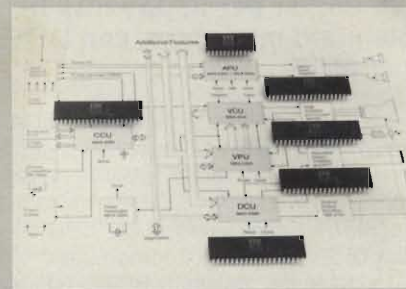
Il più piccolo dei relè miniatura della famiglia W 11 della Siemens ha un contatto invertitore e occupa un volume di soli 1,78 cm^3. Si tratta di relè non polarizzati, monostabili, disponibili anche con due contatti invertitori (2,66 cm^3 di volume), adatti per il montaggio sulle schede a circuito stampato.

Il loro potere di commutazione è di 60 VA o 28 W; a seconda del campo di applicazione, i contatti possono essere in argento placcati d'oro o in una lega di argento/palladio con placcatura in oro.

La tensione di commutazione nominale dei modelli W 11 è 28 Vcc o 120 Vca, la corrente di commutazione nominale è 1 A. Inoltre il tipo standard può funzionare con una temperatura ambiente fino a 50°C, ma può sopportare anche temperature di 70°C.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Sistema TV digitale

Il sistema di elaborazione dei segnali TV presentato dalla ITT Semiconductors, formato da pochi circuiti VLSI e da un piccolo numero di componenti addizionali, sostituisce le centinaia di componenti finora necessari.

Sistema digitale per l'elaborazione dei segnali TV.

I vantaggi di questo sistema sono: numero ridotto di componenti, soppressione degli effetti dovuti alla tolleranza, alla deriva e all'invecchiamento, adattabilità dei VLSI e possibilità di effettuare l'allineamento mediante computer durante la produzione, possibilità di avere due canali per lo stereo o l'audio bilingue, compatibilità con tutti gli standard NTSC, PAL e SECAM e possibilità di programmazione differenziata.

ITT STANDARD
Via XXV Aprile
San Donato M. (MI)

SE-7/8-82

Tagliando ordine **libri** da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

Nome Cognome

Indirizzo

Cap. **Città**

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

Inviatemi i seguenti libri:

□ Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + L. 1.500 per contributo fisso spese di spedizione

□ Allego assegno n° .... di L. ....
(in questo caso la spedizione è gratuita)

Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità

□ Non abbonato □ Abbonato

N.B. È possibile effettuare versamenti anche sul ccp n° 315275 intestato a JCE via dei Lavoratori, 124 20092 Cinisello B. In questo caso specificare nell'apposito spazio sul modulo di ccp la causale del versamento e non inviare questo tagliando.

SE-7/8-82

Tagliando ordine **abbonamenti riviste** da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

□ Desidero sottoscrivere un abbonamento alla proposta n° ....

□ L'abbonamento dovrà decorrere dal mese di ....

Nome Cognome

Indirizzo

Cap. **Città**

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

□ Pagherò al postino il prezzo indicato al ricevimento del 1° fascicolo

□ Allego assegno n° .... di L. ....

□ Pagherò al ricevimento della vostra fattura (formula riservata alle sole aziende)

Data ____________ Firma ____________

N.B. È possibile effettuare versamenti anche sul ccp n° 315275 intestato a JCE via dei Lavoratori, 124 20092 Cinisello B. In questo caso specificare nell'apposito spazio sul modulo di ccp la causale del versamento e non inviare questo tagliando.

Quando una pila invece di Superpila?
Quando dalle pulci nasceranno i pulcini.

c'è pila..
e c'è Superpila

Superpila
la potente
che dura
nel tempo